ANNO XXXIX - OTTOBRE 1967 - Gruppo III

l'antenna

NUMERO 10

LIRE 500

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Supertester 680 E

MILANO ICE ITALY

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

VOLTS C.C.:	**7 portate:**	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V. -** 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	**6 portate:**	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2 V.** - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate:**	50 µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	**5 portate:**	250 µA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	**6 portate:**	Ω : 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	**4 portate:**	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	**2 portate:**	0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:**	2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:**	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 E** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I. C. E.
Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.
Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.
Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
Puntale mod. 18 per prova di **ALTA TENSIONE:** 25000 V. C.C.
Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. **mod. 24.**

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32) **CON LA PIU' AMPIA SCALA** (mm 85 x 65)
Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto: **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!**

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.
IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !

INSUPERABILE!

IL PIÙ PRECISO!

IL PIÙ COMPLETO!

PREZZO
eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

LIRE 10.500 !!
franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna
omaggio del relativo astuccio !!!

Altro **Tester Mod. 60** identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate **Lire 6.900** franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18
MILANO - TEL. 531.554/5/6

Puntale per alte tensioni Mod. 18 « I.C.E. »

Questo puntale serve per elevare la portata dei nostri TESTER 680 a **25.000 Volts** c.c.
Con esso può quindi venire misurata l'alta tensione sia dei televisori, sia dei trasmettitori ecc.
Il suo **prezzo netto** è di **Lire 2.900** franco ns. stabilimento.

Trasformatore per C.A. Mod. 616 « I.C.E. »

Per misure amperometriche in Corrente Alternata.
Da adoperarsi unitamente al Tester 680 in serie al circuito da esaminare.

6 MISURE ESEGUIBILI:
250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 50 e 100 Amp. C.A.

Precisione: 2,5%. Dimensioni: 60 x 70 x 30. Peso 200 gr.
Prezzo netto Lire 3.980 franco ns. stabilimento.

Amperometro a tenaglia — Amperclamp

Per misure amperometriche immediate in C. A. senza interrompere i circuiti da esaminare !!

Questa pinza amperometrica **va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680** oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 µA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1.000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA.

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti **il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 può effettuare** contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, **tutte queste misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) Iceo - Ices - Icer - Vce sat Vbe - hFE (β) per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.**

Minimo peso: grammi 250
Minimo ingombro: mm 126 x 85 x 28

PREZZO netto L. 6.900!
Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento alla consegna, omaggio del relativo astuccio.

capisce tutte le lingue (e le parla)

Un televisore normale è tutt'altro che... "poliglotta,,. E questo dipende dal fatto che la sua ricezione avviene su canali fissi prestabiliti. Cambiando Paese (ma spesso anche città) per vedere qualcosa è necessario chiamare un tecnico che lo imposti su quelle determinate sintonie.
Per questo, del nostro portatile REX P 11 possiamo dire con orgoglio che capisce e parla tutte le lingue. Grazie alla sintonia continua, agendo su una sola manopola, in qualsiasi posto vi rechiate, in pochi secondi siete in grado di sintonizzarvi sulle trasmittenti locali. E c'è di più: in molte regioni italiane il P 11 può ricevere anche trasmissioni televisive estere. Il portatile REX P 11 è completamente a transistor, può funzionare alimentandosi anche con batteria autonoma, non richiede attacchi per antenna.

☐ 11 pollici - cm. 32x32,5x28

una garanzia che vale

La Chinaglia

ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.
Via Tiziano Vecellio 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

presenta la prestigiosa serie dei 3 tester

DINOTESTER **LAVAREDO** **AN-660-B**

per il servizio Radio - TV e TV a colori:

CARATTERISTICHE COMUNI AI 3 TESTER:

- **SCATOLA** in materiale plastico antiurto con calotta « Cristallo » gran luce.
- **STRUMENTO** cl. 1,5 tipo bobina mobile e magnete permanente.
- **QUADRANTE** a specchio con scale a colori.
- **RESISTENZE** di precisione Rosenthal, del tipo a strato di carbone con tolleranze del ± 1% conformemente alla classe 2 delle norme DIN 41 - 400.
- **BOCCOLE** di contatto Ediswan in bronzo fosforoso rispondenti alle norme MIL.
- **DIODI** al germanio ed al silicio Philips, della serie professionale.
- **DISPOSITIVO** di protezione dello strumento.
- **ALLOGGIAMENTO** « cambio pila » accessibile dall'esterno.

ACCESSORI IN DOTAZIONE AI TRE TESTER

- **ASTUCCIO** in salpa.
- **COPPIA PUNTALI** rosso-nero ad alto isolamento.
- **MANUALE** di istruzioni per l'uso.
- **CAVETTO DI COLLEGAMENTO** alla rete per capacimetro solo per i mod. LAVAREDO e AN-660-B.

DINOTESTER - GRANDE NOVITA'

200.000 Ω/V cc. e 20.000 Ω/V ca. 46 portate

Analizzatore elettronico con transistore ad effetto di campo. Alimentazione autonoma data da una pila al mercurio in dotazione. Modello tascabile. Novità assoluta.

PREZZO NETTO AL RADIOTECNICO L. 20.900

DINOTESTER SIGNAL INJECTOR UNIVERSALE per la ricerca dei guasti negli apparecchi radio e TV. Il segnale presente all'uscita, dato il particolare circuito, è modulato in ampiezza frequenza e fase e copre la gamma delle onde medie e corte, la modulazione di frequenza ed i canali VHF UHF della TV.

PREZZO NETTO AL RADIOTECNICO L. 23.500

PRESTAZIONI

A cc	7 portate	da 5 μA a 2,5 A
V cc	9 portate	da 0,1 V. a 1000 V. (25.000)*
V ca	6 portate	da 5 V. a 1000 V.
dB	6 portate	da — 10 a + 62
V BF	6 portate	da 5 V. a 1000 V.
Ω	6 portate	da 1 KΩ a 100 MΩ
Cap. bal	6 portate	da 5 μF a 5 F'

* con puntale a richiesta A.T. DINO

LAVAREDO 40.000 Ω/V in cc. e ca. 49 portate

Analizzatore che risponde alle molteplici esigenze del radiotecnico per il servizio radio TV e TV a colori, data l'eccezionale sensibilità ottenuta con l'impiego di componenti altamente professionali. L'alimentazione per le misure ohmmetriche è effettuata da pile interne e quindi si possono eseguire misure su apparecchiature con telaio sotto tensione.

LAVAREDO SIGNAL INJECTOR UNIVERSALE
(vedi caratteristiche DINOTESTER S.I.)

A cc	6 portate	da 30 μA a 3 A
A ca	5 portate	da 300 μA a 3 A
V cc	8 portate	da 420 mV. a 1200 V. (3.000-30.000) V. *
V ca	7 portate	da 1,2 V. a 1200 V. (3000) V. *
V BF	7 portate	da 1,2 V. a 1200 V.
dB	6 portate	da — 20 a + 62
Cap. a reattanza		2 portate 50.000 - 500.000 pF
Cap. balistico		3 portate 10 - 100 - 1000 μF
Ω		5 portate 20.000 Ω a 200 MΩ

* con puntale a richiesta A.T.

40.000 Ω/V

ANALIZZATORE AN/660-B - 20.000 Ω/V in cc. e ca. - 50 portate

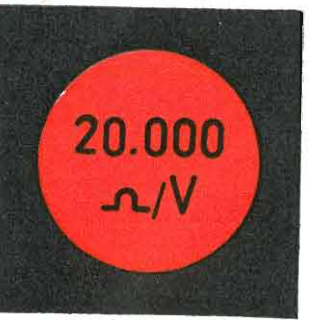
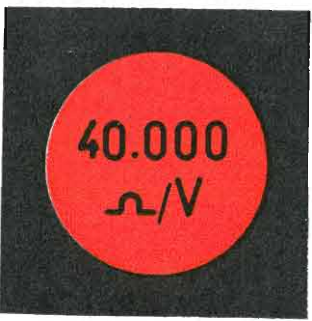
Questo apparecchio soddisfa le esigenze di ogni radioriparatore nel controllo della corrente assorbita dalle varie apparecchiature alimentate in ca.
L'alimentazione per le misure ohmmetriche è effettuata da pile interne e quindi si possono eseguire misure su apparecchiature con telaio sotto tensione.

ANALIZZATORE AN/660-B SIGNAL INJECTOR UNIVERSALE
(vedi caratteristiche DINOTESTER S.I.)

V cc	8 portate	da 300 mV. a 1500 V. (25.000) V. *
V ca.	7 portate	da 1,5 a 1500 V.
A cc	6 portate	da 50 μA a 2,5 A
A ca.	5 portate	da 500 μA a 2,5 A
V BF	7 portate	da 1,5 a 1500 V.
Ω	5 portate	da 10 KΩ a 100 MΩ
dB	7 portate	da — 20 a + 66
Cap. a reattanza		2 portate 25.000 - 250.000 pF
Cap. balistico		3 portate 10 - 100 - 1000 μF

* con puntale a richiesta A.T.

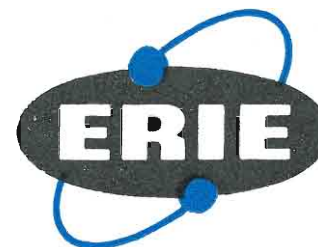
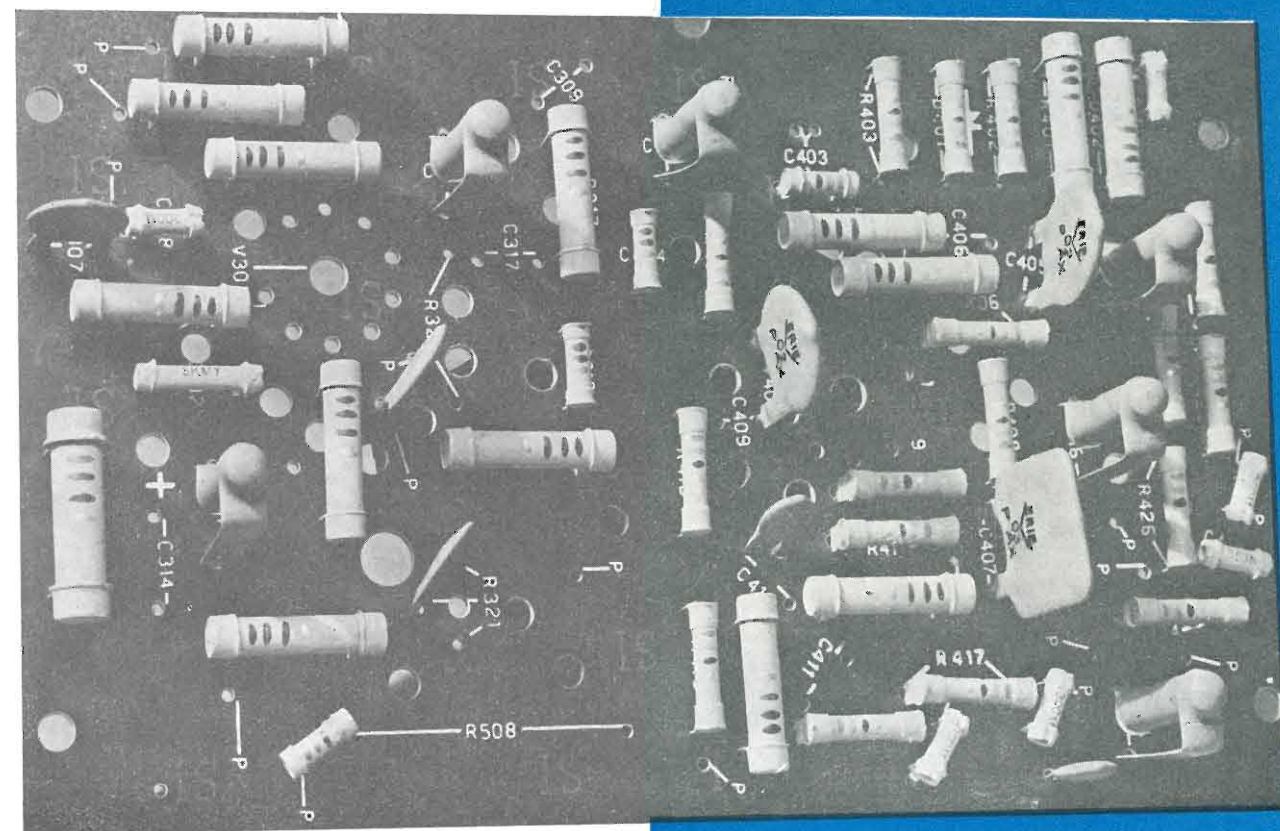
Filiali: 20122 MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 - Telefono 833.371 ● (Munchen) 8192 GARTENBERG - Edelweissweg, 28

Per informazioni richiedeteci fogli particolareggiati o rivolgetevi presso i rivenditori radio-TV

USATE CIRCUITI STAMPATI?

ECCO I VOSTRI COMPONENTI

« PLUGGABLES » RESISTENZE AD IMPASTO DI CARBONE E CONDENSATORI CERAMICI CON TERMINALI PREFORMATI INSERIBILI DIRETTAMENTE SU CIRCUITI STAMPATI.

L'impiego dei componenti convenzionali su circuiti stampati comporta la preparazione dei terminali, con operazioni di sagomatura, taglio e piegatura i cui tempi e costi effettivi possono facilmente sfuggire anche alla più accurata analisi. Le resistenze e i condensatori ceramici « Pluggables » hanno i terminali preformati che permettono l'inserimento diretto e l'immediato bloccaggio sul circuito con la giusta sporgenza dalla parte da saldare, consentendo sostanziali economie nei costi poichè eliminano ogni operazione di preparazione e di controllo.

Non richiedono particolari attrezzature per l'impiego, sono economici, di rapido (40 pezzi al primo) e sicuro inserimento, facilmente e perfettamente saldabili con qualunque metodo e conferiscono al circuito stampato un aspetto nitido e pulito.

ERIE RESISTOR LTD 1. HEDDON St. W. 1. LONDON - ENGLAND

Richiedete informazioni e campioni alla filiale italiana

ERIE CONTINENTAL S. p. A.

VIA MELCHIORRE GIOIA 66 - 20124 MILANO - TELEFONO 68.84.833 (3 linee) - TELEX 32.386 - Indirizzo telegr.: «ERIE MILANO»

"LUI per Lei"

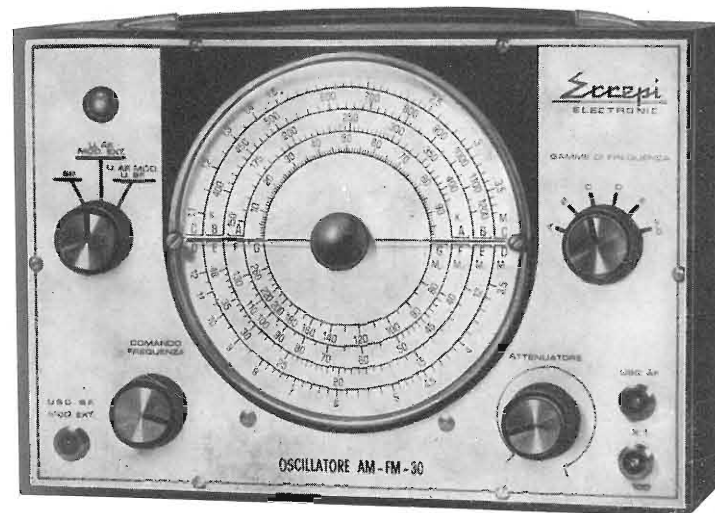
NAONIS

PN 11 NAONIS

(il televisore tutto a transistor fatto per funzionare ovunque)

L'unico televisore portatile italiano a sintonia continua (simile a quella della radio e non a canali fissi prestabiliti).
Consente di ricevere qualunque trasmissione televisiva con segnale sufficiente; quindi, in determinate regioni, anche molti dei programmi televisivi esteri. Questa particolarità tecnica, in un televisore portatile, è fondamentale anche ai fini della praticità. In qualsiasi luogo ci si sposti, la ricerca del canale desiderato si compie infatti agendo su un unico comando - appunto la manopola della sintonia continua - e non su quattro comandi (cambio programma, cambio canale, sintonia VHF, sintonia UHF) come nei televisori normali.
PN 11 NAONIS: in casa, in giardino, in gita, in villeggiatura. Praticamente ovunque.

Gamma televisori NAONIS: modelli con schermo a 6, 11, 19, 23 e 25 pollici, portatili e no; circuiti stampati, schermi autoprotetti, finiture di lusso, prezzi di assoluta concorrenza. Televisori NAONIS: i televisori costruiti da una grande industria italiana per il mercato italiano.

OSCILLATORE modulato AM - FM 30

PREZZO NETTO L. 24.000

Generatore modulato in ampiezza, particolarmente desti-
utilmente impiegato per ricevitori FM e TV.
nato all'allineamento di ricevitori AM, ma che può essere

Campo di frequenza da 150 Kc. a 260 Mc. in 7 gamme.

Gamma A	150 : 400 Kc.	Gamma E	12 : 40 Mc.
Gamma B	400 : 1.200 Kc.	Gamma F	40 : 130 Mc.
Gamma C	1,1 : 3,8 Mc.	Gamma G	80 : 260 Mc.
Gamma D	3,5 : 12 Mc.	(armonica campo F.)	

Tensione d'uscita: circa 0,1 Volt (eccetto banda G).
Precisione taratura: ±1%.
Modulazione interna: circa 1.000 Hz. - profondità di modulazione: 30%.
Modulazione esterna: a volontà.
Tensione uscita B.F.: circa 4 V.
Attenuatore d'uscita R.F.: regolabile con continuità, più due uscite X 1 e 100
Valvole impiegate: 12BH7 e raddrizzatore al selenio.
Alimentazione: in C.A. 125/160/220 volt.
Dimensioni: mm. 250 x 170 x 90.
Peso: Kg. 2,3.

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA
VIA VALLAZZE, 78 - **MILANO** - TELNF. 23.63.815

ANALIZZATORE mod. A. V. O. 40 K 47 portate

SENSIBILITÀ: Volt C. C. 40.000 ohm/volt

Il campo di misura dell'Analizzatore mod. A.V.O.40K. è esteso a 47 portate così suddivise:

Volt c.c. (40.00 ohm/Volt) 9 portate:
250 mV. - 1-5-10-25-50-250-500-1.000 V.

Volt. c.a. (5000 ohm/Volt) 7 portate:
5-10-25-50-250-500-1.000

Amper c.c. 7 portate:
25-500 microamper - 5-50-500 mA. - 1-5 Amp.

OHM: da 0 a 100 Megaohm: 5 portate:
X 1 da 0 a 10.000 ohm
X 10 da 0 a 100.000 ohm
X 100 da 0 a 1 Megaohm
X 1.000 da 0 a 10 Megaohm
} con alimentazione a batteria da 1,5 Volt
X 10.000 da 0 a 100 Megaohm — batteria da 15 Volt

Capacimetro: da 0 a 500.000 pF. 2 portate
X 1 da 0 a 50.000 pF.
X 10 da 0 a 500.000 pF.
con alimentazione da 125 a 220 Volt.

Frequenziometro: da 0 a 500 Hz. 2 portate:
X 1 da 0 A 50 Hz.
X 10 da 0 a 500 Hz.
con alimentazione da 125 a 220 Volt.

Misurat. d'uscita: 6 portate:
5-10-25-50-250-500-1.000 V.

Decibel: 5 portate:
da — 10 dB. a + 62 dB.

Minimo ingombro e peso: mm 127 x 87 x 35, grammi 350; quindi è uno strumento perfettamente tascabile. Quadrante di mm 87 x 67 interamente luminoso, protetto da pannello in Cristal antiurto con sfruttamento massimo dell'ampiezza visiva del quadrante.

ECCEZIONALE

COMPLETO DI PUNTALI CON ASTUCCIO E PILE

Lire 12.500

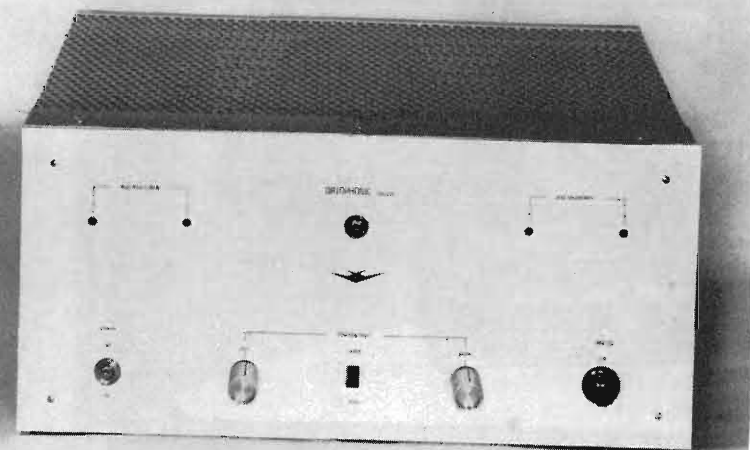
ANALIZZATORE mod. A.V.O. 20 k

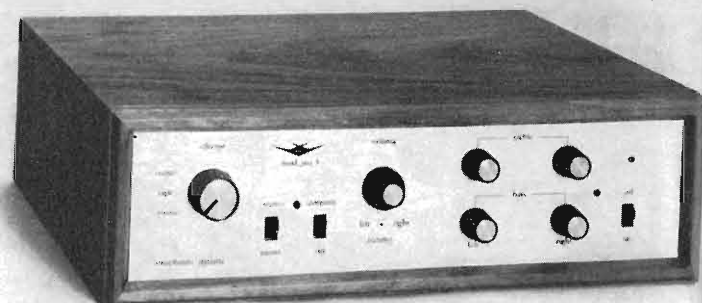
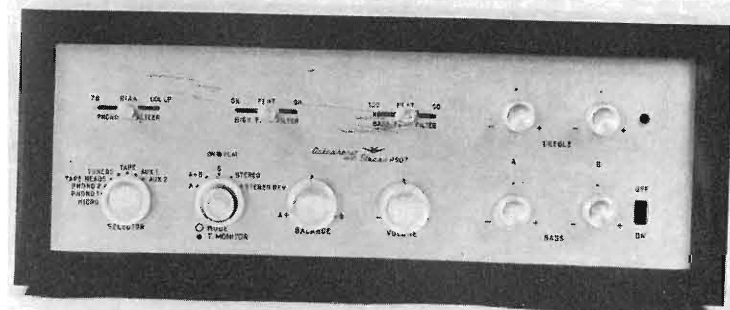
Lire 7.950

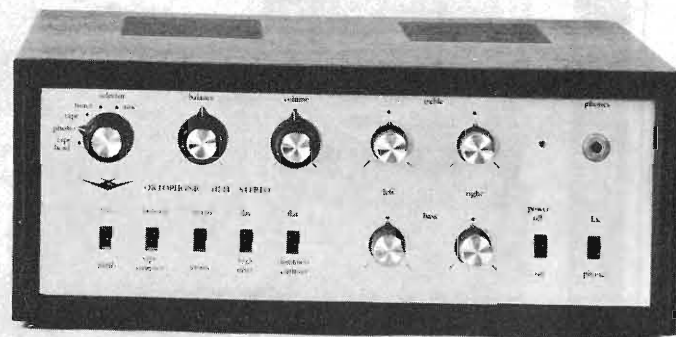
Ortophonic

MILANO
Via Benedetto Marcello 10
Telefono 202.250

Mod. FSO70 **Amplificatore Finale Stereo**

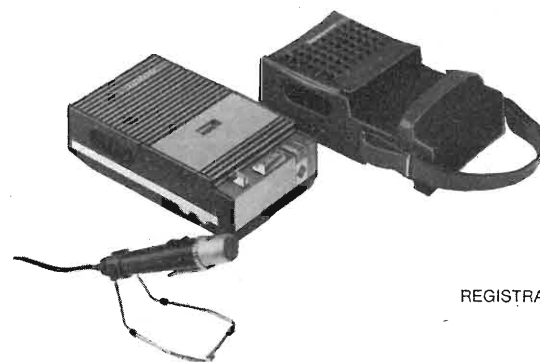
Amplificatore finale stereo di potenza da usarsi in coppia con il Preamplificatore PSO7, o con altro tipo di caratteristiche idonee al suo pilotaggio. Caratteristiche professionali • Elegante e solida presentazione, completo di griglia per la protezione delle valvole.

Mod. PSO7 **Preamplificatore Stereo**

Preamplificatore stereo di tipo professionale con eccezionali caratteristiche. Classica presentazione con comandi su ampio pannello in alluminio satinato. Viene fornito senza mobiletto contenitore. A richiesta in elegante mobiletto in palissandro opaco come presentato in listino.

Mod. STO3 **Amplificatore Stereo**

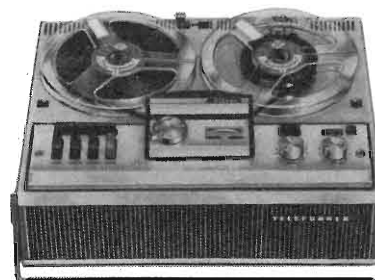
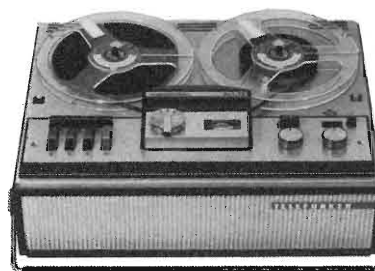
Amplificatore stereofonico a transistori, tutti al silicio • Caratteristiche e prestazioni ottime. Predisposizione per inserimento preamplificatore per testina magnetica. Dispone di circuito a transistori, per la protezione degli stadi finali contro errati collegamenti degli altoparlanti o cortocircuiti • Montato in elegante mobiletto in palissandro opaco o noce naturale.

Mod. 25S **Preamplificatore Amplificatore Stereo**

Questo modello di amplificatore a valvole, racchiude la nostra pluriennale esperienza nel campo dell'alta fedeltà. Di potenza media, risolve egregiamente le esigenze più raffinate. Prestazioni complete, offerte dai comandi di cui è dotato. Caratteristiche eccezionali e presentazione semplice, elegante, di tipo professionale. Montato in mobiletto di palissandro opaco.

Amplificatori - Preamplificatori
Alta fedeltà - Esecuzione impianti

per una registrazione ed una riproduzione perfette

REGISTRATORE A NASTRO
MOD. 4001
L. 58.000

REGISTRATORI TELEFUNKEN

garantiti da una grande marca!

REGISTRATORE A NASTRO
MOD. 203 ST2 A 2 PISTE
L. 160.000
MOD. 203 ST4 A 4 PISTE
L. 160.000

REGISTRATORE A NASTRO
MOD. 201
L. 111.500

I registratori TELEFUNKEN sono studiati in modo da soddisfare tutte le esigenze. Dai modelli più semplici ai tipi professionali, l'acustica e la fedeltà sono sempre perfette. Tutta la serie dei registratori a nastro TELEFUNKEN, sino al nuovo modello 4001, che funziona con semplici caricatori a cassetta (una vera novità!), offrono il meglio della tecnica più avanzata e sono garantiti da un nome famoso.

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 200
L. 92.000

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 302
L. 110.000

REGISTRATORE A NASTRO MOD. 204
HiFi Stereo L. 210.000

TELEFUNKEN

Life Impact L 9/67

Alta Fedeltà Lenco

B 52 semiprofessionale

Giradischi a 4 velocità, con motore a 4 poli ad asse conico. Piatto in lamiera d'acciaio con un diametro di mm 300 e un peso di kg 1,400.
Movimenti di lettura del braccio pick-up a bassissima inerzia grazie alla adozione di speciali cuscinetti.
Pressione regolabile per mezzo di un contrappeso.
Velocità di rotazione regolabile in continuità da 30 a 80 giri/min, con posizioni fisse a 16, 33, 45 e 78 giri.
Portatestina intercambiabile adatto a qualsiasi tipo di testina.
L'apparecchio può essere usato a 117 V, a 160 V e a 220 V /50 Hz.
Dimensioni della piastra: mm 375 x 300.

A 7 Coral

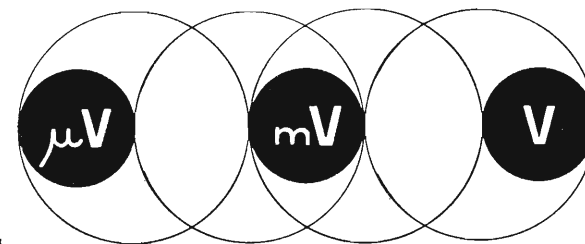
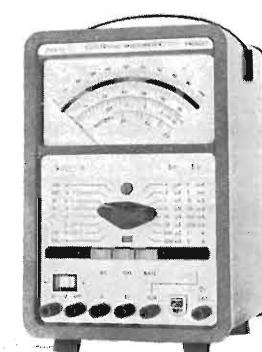
Amplificatore stereo, con preamplificatore incorporato, completamente transistorizzato.
Consente la riproduzione diretta della testina del registratore.
È dotato di filtri antirombo e antifruscio e della correzione fisiologica del volume.
Potenza musicale: 40 Watt (2 x 20 Watt).
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20.000 Hz ± 1 dB.

PX 30 Coral

Cassa acustica a due vie Hi-Fi.
È dotata di due woofer da cm 16 e due tweeter da cm 6 con filtro cross-over.
Tutti gli altoparlanti sono perfettamente equilibrati per la migliore riproduzione stereo.
Potenza: 12 Watt.
Impedenza: 8 Ohm.
Dimensioni: mm 450 x 600 x 110.

Lenco

Lenco Italiana Spa
Via del Guazzatore 225
Osimo (Ancona)

i voltmetri elettronici Philips coprono ogni pratica esigenza per accurate misure nelle gamme CC. BF. AF.

MILLIVOLTMETRO DC PM 2430

VOLTMETRO UNIVERSALE PM 2401

MILLIVOLTMETRO AC PM 2451

tipi standard — consegne pronte — vendite e servizio in tutto il mondo

	tipo	gamma di frequenze	sensibilità f. s.	impedenza	particolarità
microvoltmetri e millivoltmetri	GM 6012	2Hz-1MHz	1mV-300V	4-10MΩ//20-10pF	uscita amplificatore disponibile versione rack
	GM 6014	1KHz-30MHz	1mV-30V	10MΩ//2pF	amplificatore 30MHz
	PM 2440	CC.	100µV-1000V	1-100MΩ	uscita registratore - indicazione automatica di polarità - disponibile versione rack
	GM 6023	10Hz-1MHz	10mV-300V	1,5MΩ//15-25pF	miniatura - prezzo modesto
	GM 6025	0,1MHz-700MHz	10mV-10V	35-65KΩ//1pF	calibrazione su ogni portata
	PM 2430	CC.	1mV-300V	1-100MΩ	transistorizzato - alim. batterie - indicazione automatica di polarità - ingresso flottante
	PM 2451	10Hz-7MHz	1mV-300V	1-10MΩ//30-8pF	transistorizzato - uscita amplificatore - alim. rete/batterie
	PM 2453	10Hz-5MHz	1mV-300V	1MΩ//15-35pF	transistorizzato - alim. batterie
	PM 2520	10Hz-1MHz	1mV-300V	4-20MΩ//7,5-30pF	valore efficace - uscita amplificatore e registratore
voltmetri universali	PM 2400	CA. CC.	100mV-1000V 1µA-3A 100mV-1000V 1µA-3A	1-10MΩ//8pF 1-10MΩ//8pF	42 gamme di misura - indicazione automatica di polarità - dimensioni e peso ridotti - protetto contro sovraccarichi
	GM 6001	20Hz-1000MHz CC. Ohm	1V-300V 1V-1000V 1-1000MΩ	1,3MΩ//3,5pF 10MΩ —	eccellente precisione - alta stabilità - possibilità zero centrale
	PM 2401	2Hz-2MHz 20Hz-100KHz. CC. Ohm	100mV-300V 1mA-10A 100mV-700V 100mA-10A 100Ω-50MΩ	1-10MΩ//50-7pF 1-10MΩ —	59 gamme di misura - transistorizzato - nessuna regolazione di zero - polarità automatica
	PM 2405	20Hz-1000MHz CC. Ohm	0,5V-300V 0,5V-500V 10-100MΩ	1,3MΩ//3,5pF 10MΩ —	selezione automatica della gamma di misura - indicazione automatica di polarità
	PM 2410	CA. CC. Ohm	1,2V-1200V 0,3V-1200V 0-10MΩ	40KΩ/V	analizzatore universale protetto mediante diodi - misura CC. 120µA-3A misura CA 120µA-3A
	PM 2411	CA. CC. Ohm	1,2V-1200V 0,3V-1200V 0-10MΩ	40KΩ/V	analizzatore universale protetto mediante relé - misura CC. 120µA-3A misura CA 120µA-3A

per informazioni sulla completa produzione degli apparecchi elettronici di misura vogliate richiedere il nuovo catalogo

s.p.a.

Reparto P.I.T. Prodotti Industriali Tecnologici
Gruppo EMA
piazza IV Novembre, 3 - Milano telefono 69.94

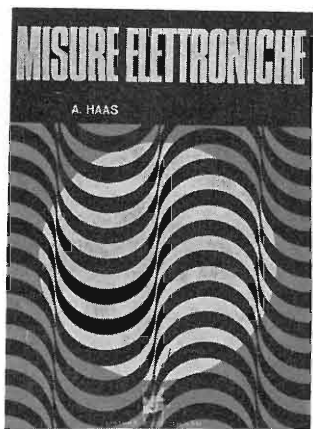
CORSO DI TELEVISIONE
IN BIANCO E NERO

in 11/12 volumi corredati di numerose figure e schemi formato 17x24 cm — L. 3.000 al volume

Nel 1952 la Casa Editrice « Il Rostro » pubblicava il 1° Corso Nazionale di TV, al quale arrise un brillantissimo successo con vasta risonanza anche all'estero. E' da tempo esaurita l'ultima edizione di detto Corso teorico pratico; le continue richieste da parte di scuole di elettronica, di industrie TV e di privati, hanno indotto « Il Rostro » ad una nuova edizione e ne ha affidato l'incarico ad un anziano esperto, che ha preferito rifare quasi completamente l'opera, aggiornandola con l'aggiunta dell'impiego dei transistori in TV, eliminando vecchi schemi superati e sostituendoli coi più recenti delle più rinomate Case mondiali fabbricanti di televisori.

Il nuovo Corso comprende una vasta casistica della ricerca guasti, i ben noti problemi « quiz » e numerosi esercizi svolti, alla fine di ogni volume. Infine, i più preparati analiticamente, troveranno in esso trattazioni teoriche di alcuni argomenti, che solo in tal modo possono essere completamente compresi.

Gli 11/12 volumi di televisione in bianco e nero, accanto agli 8 volumi del « Corso di TV a colori » pure edito da « Il Rostro », costituirà un trattato moderno e completo di TV, che arricchirà la biblioteca del radiotecnico, di cui diverrà consigliere indispensabile.

Editrice IL ROSTRO - 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 321542 - 322793

A. HAAS **MISURE ELETTRONICHE**

Volume pag. VIII + 320 con 320 fig. formato 17x24 cm

L. 4.500

Molto sentita è la necessità di un'opera, che tratti il vasto e interessante argomento delle misure elettroniche, nel quale s'imbatte continuamente il tecnico radio-TV nell'espletamento del suo lavoro quotidiano. Per trovare un'opera preziosa in proposito, bisogna risalire nel tempo fino al magnifico lavoro intitolato « Misure Radiotecniche » del Maestro Pession, ma tale opera è scomparsa da molti anni per esaurimento dell'ultima edizione. Il nuovo volume « MISURE ELETTRONICHE », di attuale pubblicazione da parte della Casa Editrice « Il Rostro », aggiunge alla trattazione degli argomenti classici, quella delle nuove misure (ad es. sui semiconduttori).

Il volume dell'A. Haas, tradotto in italiano da un valente specialista, comprende 7 capitoli, nei quali le misure elettroniche sono così trattate:

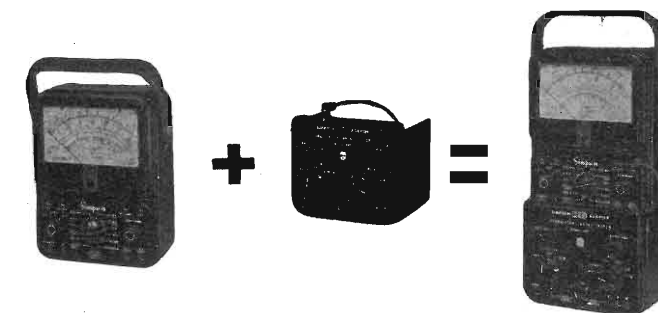
Cap. I - Principi fondamentali delle misure
Cap. II - Misure di grandezze elettriche
Cap. III - Misura dei componenti passivi
Cap. IV - Misure sui tubi elettronici
Cap. V - Misure sui dispositivi semiconduttori
Cap. VI - Misure sugli amplificatori
Cap. VII - La stabilizzazione degli alimentatori

Il volume è indispensabile al tecnico di laboratorio, al riparatore radio-TV, al progettista di apparecchiature elettroniche industriali (calcolatori, automazione ecc.) e allo studente di elettronica.

Editrice IL ROSTRO - 20155 MILANO - Via Monte Generoso 6/a - Tel. 321542 - 322793

SIMPSON
ELECTRIC COMP. (USA)

PRIMA DI ACQUISTARE UN TESTER...

...considerate le Vs. future necessità nel campo della strumentazione. Avrete bisogno in seguito di un Tester per transistori... o di un voltmetro elettronico in c.c.... magari di un misuratore di temperatura... o forse di un amperometro in c.a. Se è così potete usare i famosi tester Simpson 260 o 261 o 270 come strumento base per le suddette misure come per tutta una serie di misure di altre grandezze. Tutto ciò che c'è da fare è accoppiare al tester un adattore. Ogni volta che vi occorre fare una nuova misura comperate solo un adattatore; risparmierete il costo di un nuovo strumento completo sfruttando il pratico e preciso tester Simpson in Vs. possesso anche per la nuova misura.

Mod. 650 — Mod. 651 — Mod. 652 — Mod. 653 — Mod. 654 — Mod. 655 — Mod. 656 — Mod. 657 — Mod. 661

Mod. 650 Misura transistori - Mod. 651 Voltmetro a valvola c.c. - Mod. 652 Misuratore di temperatura - Mod. 653 Amperometro in c.a. - Mod. 654 Wattmetro audio - Mod. 655 Attenuatore microvoltmetrico - Mod. 656 Prova batterie - Mod. 657 Milliohmmetro - Mod. 661 Amperometro c.c.

Agente esclusivo per l'Italia:

Dott. Ing. M. VIANELLO — Sede: 20122 MILANO - Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.811/081 — Filiale: 00185 ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme, 97 - Tel. 772.941/250

generatore BF mod. EM 95

CARATTERISTICHE

Campo di frequenza: da 20 a 200.000 Hz in quattro gamme: 20÷200 Hz, 200÷2000 Hz, 2÷20 KHz, 20÷200 KHz.

Precisione della scala di frequenza: ± 3% ± 1 Hz.

Uscita per onda sinusoidale: 3,16 V su 600 Ω, 6,3 V a circuito aperto - **per onda rettangolare:** 10 Vpp su 600 Ω.

Attenuatore: 70 dB in otto scatti da 10 dB; precisione ± 0,2 dB regolazione continua fra uno scatto ed il successivo solo per onda sinusoidale.

Strumento monitore di uscita (solo per onda sinusoidale): voltmetro per il controllo del livello della tensione presente all'ingresso dell'attenuatore; sul quadrante dello strumento sono tracciate tre scale due in Volt e una in dB. **Precisione:** ± 3% in tutto il campo di frequenza.

Risposta di frequenza: ± 2 dB in tutto il campo di frequenza.

Distorsione: 0,5% in tutto il campo di frequenza.

Tempo di salita: per onda rettangolare 0,05 μs.

Disturbo e ronzio residuo: < 60 dB rispetto alla massima tensione di uscita.

Temperatura di funzionamento: 0÷50 °C.

della START S.p.A.

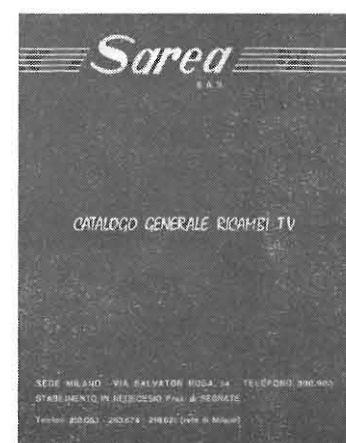
STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) □ Telefono: 9060424/425/426 □

S. A. S.

REDECESIO fraz. Segrate (Milano)

Via Umbria, 10

Telefoni 210.063 - 263.674 - 218.621

COMPONENTI TV per INDUSTRIE

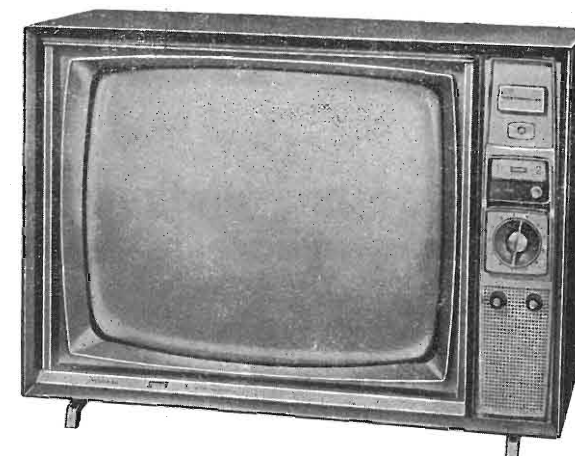
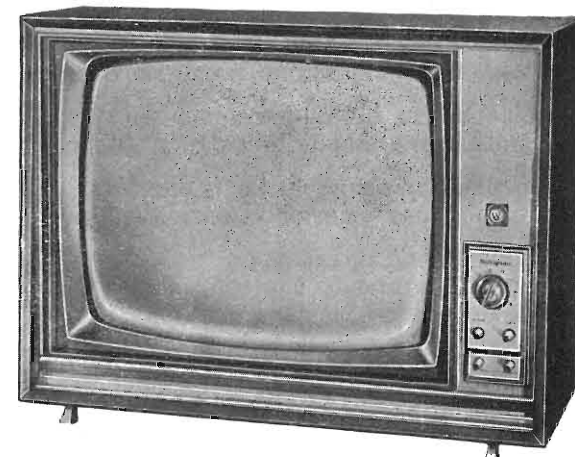
- **GIOGHI DI DEFLESSIONE 90° - 114°**
- **TRASFORMATORI EHT**
- **TRASFORMATORI USCITA VERTICALE sia per TV a valvole che a transistor**
- **COMPONENTI per TV per Riparatori**

STABILIZZATORI DI TENSIONE A FERRO SATURO PER TV

STABILIZZATORI DI TENSIONE A FERRO SATURO PER USO INDUSTRIALE

Sul nuovo catalogo sono illustrati i NUOVI COMPONENTI per TV a transistor sia per deflessione 90° che 110°
Il nuovo catalogo completo dei componenti viene spedito ai riparatori che ne facciano richiesta inviando assegno di **L. 1000.** Agli stessi indicheremo il più vicino NEGOZIO GROSSISTA.

WESTINGHOUSE

SERIE DIPLOMATIC-PASSPORT

CABLATI INTERAMENTE A MANO
SINTONIA ELETTRONICA
CONTROLLI STABILIZZATI
SONORO CON EFFETTO PRESENZA

BIRGA & BRUSATI

I TELEVISORI CHE PER LE LORO QUALITA' TECNICHE ED ESTETICHE SI VENDONO DA SOLI

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTRONICHE SU LICENZA
WESTINGHOUSE
MILANO - VIA LOVANIO, 5 - Tel. 634.240 - 635.240

OSCILLOSCOPIO SERVISCOPE «S51B»

l'antenna TV 10

dott. ing. Alessandro Banfi

L'assurda situazione italiana nella TV a colori

Dopo il recente inizio delle trasmissioni regolari di televisione a colori nelle principali nazioni europee, l'industria elettronica italiana assiste, imbarazzata, delusa e fors'anche umiliata all'imponente sviluppo delle conseguenti attività estere.

D'accordo: questa penosa situazione era già prevista e scontata da mesi. ma ciò non toglie che l'attuale constatazione di fatto lasci la bocca amara.

In questi ultimi tempi, la questione della TV a colori è stata molto dibattuta anche in sede parlamentare con alterne vicende.

Si sono avuti infatti dichiarazioni e commenti da parte dei ministri e deputati, con differenti intonazioni, seguiti talvolta da smentite e rettifiche di carattere ufficioso.

Come è noto nel « Piano quinquennale » il traguardo d'inizio della TV a colori in Italia è stato proiettato al 1971: ma è anche stato detto che tale data avrebbe potuto essere variata se particolari situazioni economico-industriali, lo avessero richiesto.

Vi è inoltre incombente il traguardo di scadenza dell'attuale legislatura che lascia adito a possibili, ragionevoli illazioni sull'interpretazione di questo illogico veto governativo alla TV a colori.

Sta però il fatto che nella disposizione governativa sono state assurdamente occomunate due distinte questioni, totalmente indipendenti.

Quella dell'inizio delle trasmissioni e quella della scelta del sistema da adottare. Di quest'ultima questione, squisitamente tecnica, se ne stanno purtroppo interessando parecchi organi di governo specificamente incompetenti.

Se si considera che una delegazione italiana aveva partecipato alle Conferenze internazionali di Vienna e di Oslo per la TV a colori, ove pur senza aver raggiunto una unificazione europea del sistema, le principali nazioni presenti avevano espresso le loro preferenze, allineandosi con l'Inghilterra e la Germania, non si spiega con sufficiente evidenza, l'attuale reticenza del governo a confermare tale scelta tecnica del sistema PAL.

Comunque questa assurda incertezza nell'adozione di uno dei due sistemi oggi in lizza, il PAL od il SECAM, non può ragionevolmente durare a lungo.

L'industria ed i tecnici italiani devono sapere al più presto, per innumerevoli, comprensibili ragioni, quale sarà il sistema di TV a colori, secondo il quale indirizzare gli studi, i progetti e le tecnologie specifiche, onde prepararsi seriamente ad una prossima futura produzione di televisori a colori per il mercato italiano.

Non sarà comunque vano sperare in una prossima auspicata e saggia resipiscenza del governo a questo proposito.

A.

dott. Giuseppe Bauer*

Due moderni ricevitori di TV a colori

Si descrive un televisore con schermo di 11 pollici a 18 valvole (cinescopio compreso) e 3 transistori. La figura 1 mostra lo schema a blocchi e la figura 2 (nella rubrica Archivio schemi) quello circuitale dettagliato.

Parte seconda: il televisore da 11 pollici

1. - ALIMENTAZIONE

Le tensioni anodiche sono derivate da un raddrizzatore a una semionda con diverse resistenze di caduta. I filamenti sono in serie eccetto quelli del cinescopio che, per ragioni di sicurezza, sono alimentati mediante un piccolo trasformatore di corrente (T701) inserito nella catena degli altri filamenti.

2. - R.F. E F.I.

Il gruppo VHF è del tipo neutrode a due valvole (V1, PC900; V2, PCF801), quello UHF è transistorizzato (TR1, AF239; TR2, AF139).
L'amplificatore FI ha tre stadi (V3, V4, V5). I primi due, due pentodi EF183, sono controllati in cascata da un CAG gated (V8, PC[F]200) che controlla anche lo stadio RF del gruppo VHF. Il funzionamento del CAG sarà descritto più avanti.
La curva di risposta FI (fig. 3) ha, per le ragioni dette nella Parte I di questo articolo (vedi *l'antenna* n. 9 1967) dal lato delle frequenze che corrispondono alle video-frequenze alte, un fianco lineare che determina un'attenuazione accentuata delle stesse.
Il punto corrispondente alla frequenza della sottoportante di crominanza si trova su questo fianco a 60% dell'ampiezza massima della curva di risposta. Anche qui occorre dare alla curva di risposta del susseguente canale di crominanza un andamento asimmetrico nel senso opposto (aumento della risposta coll'aumentare della frequenza di crominanza) per ottenere una curva di risposta della crominanza totale piana (fig. 4).

3. - LA RIVELAZIONE.

La rivelazione delle frequenze che formano la frequenza intercarrier di 5,5 MHz (X4, AA138) e un rudimentale segnale video è separata da quella del segnale video di colore (X3, AA138). La trappola T203 sopprime la frequenza intermedia della portante suono da 33,4 MHz e la trappola a T, contenente l'induttanza bifilare L208, i residui della frequenza intercarrier di 5,5 MHz. Le ragioni di questa procedura sono le stesse indicate nella Parte I.
Il segnale rivelato a X4 (fig. 5) viene usato per tre scopi: dopo l'amplificazione e una inversione di fase nel triodo V6 (PC[L]200), il segnale viene portato al filtro L301, un circuito risonante tarabile che estrae la frequenza intercarrier suono di 5,5 MHz; contemporaneamente il segnale arriva alla griglia del triodo C.A.G. (V8, PC[F]200) ed alla griglia della separatrice di sincronismo V12 (P[C]C85). L'inversione e l'amplificazione nella valvola V6 sono necessarie perchè sia il triodo C.A.G. che la separatrice di sincronismo richiedono un grande segnale video negativo (cioè un segnale nel quale gli impulsi di sincronismo sono positivi).
Il rivelatore FI suono-sincro è costruito in modo che la frequenza di 5,5 MHz venga esaltata rispetto al segnale video. L'impedenza di carico per quest'ultimo è costituita dalla somma delle resistenze R224 ed R225; si porta alla V6 solo una porzione del segnale rivelato.
L'impedenza di carico per la rivelazione della frequenza di 5,5 MHz è selettiva e risulta dalla reattanza della bobina L209 e da quella della capacità d'entrata alla griglia del triodo V6 che si trova in parallelo ad essa. Il diodo X 5 limita la frequenza di 5,5 MHz, per evitare il pericolo che il triodo PC(L) 200 si blocchi.

4. - IL SUONO

Dopo la separazione dalle altre frequenze rivelate a X4, che avviene in L301, C303 e C306, la frequenza intercarrier di 5,5 MHz viene amplificata e limitata in uno stadio a transistore (TR3, BF 194). Seguono un normale rivelatore a rapporto (2xAA113), il potenziometro del volume R315, un triodo pentodo (V7, PCL84) come prefinale e finale audio, il trasformatore uscita suono e l'altoparlante.

5 - L'AMPLIFICATORE VIDEO

L'amplificatore video lavora con un pentodo solo (V6, P[C]L200). Il contrasto viene regolato nel circuito catodico tramite un potenziometro di controreazione (R241), corretto con un condensatore da 1500 pF in parallelo. Al catodo si trova anche il trasformatore per il prelevamento del prodotto di modulazione (T501) che è tarato per una banda passante asimmetrica (in salita verso le frequenze alte). La linea di ritardo Y, che ha una impedenza eccezionalmente alta (più di 3,5 kΩ), è inserita tra l'anodo di V6 e i catodi del cinescopio. A questi catodi si regola anche la luminosità (potenziometro R250).

(*) Dott. Giuseppe Bauer, della FIAR - Fabbrica Italiana Apparecchi Radio.

Fig. 1 - Schema a blocchi del televisore a colori da 11".

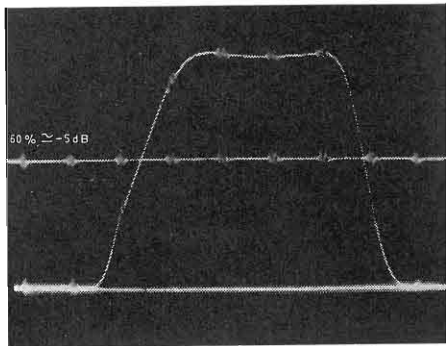



Fig. 3 - Curva di risposta FI.

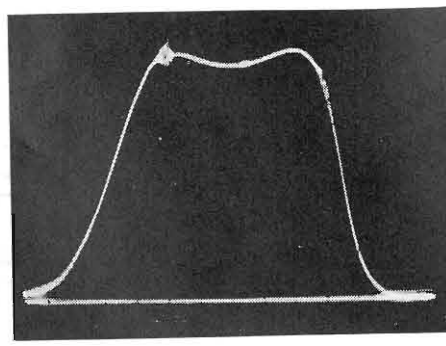



Fig. 4 - Curva di risposta di crominanza totale.

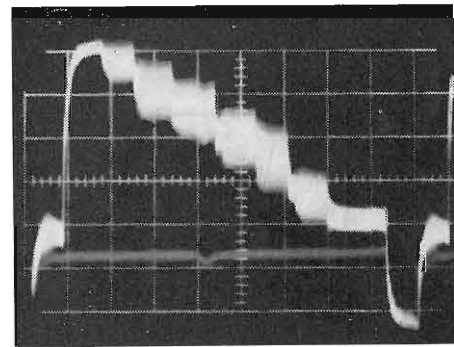



Fig. 5 - Oscillogramma di un segnale a barre di colore al rivelatore X4.

Fig. 6 - Oscillogramma del prodotto di modulazione della crominanza di un segnale di barre di colore all'estremo del potenziometro di colore R504.

Al cinescopio arriva il 25% ÷ 40% della componente continua attraverso R248.

6 - L'AMPLIFICATORE DI CROMINANZA

Anche questo amplificatore ha solo uno stadio (V8, P[C]F200).
Il trasformatore T501 che estrae il prodotto di modulazione dal segnale video composto, ha un rapporto di trasformazione medio di 1:5.
Il segnale viene ulteriormente amplificato nel pentodo della PCF 200 con una banda passante simmetrica di ca. 2 MHz, determinata dal trasformatore T502 (la banda passante totale, invece, è 1,25 MHz).

Per un segnale di barre di colore (75% di saturazione) si ha all'uscita dell'amplificatore (potenziometro di saturazione R504) una ampiezza di 20-25 Vpp (fig. 6).

7. - GENERAZIONE DELLA PORTANTE DI RIFERIMENTO

La portante di riferimento viene ricavata dal burst mediante un filtro a quarzo (integrazione passiva).

Il prodotto di modulazione è applicato al catodo di un triodo (V9, PC[L]84). Alla griglia della stessa valvola arrivano impulsi di ritorno di riga positivi che la sbloccano durante gli intervalli di ritorno nei quali cade il burst e la bloccano per il resto del segnale di crominanza. Il triodo lavora per i segnali di ritorno come stadio con catodo a massa controreazionato e per il burst come amplificatore selettivo con griglia a massa.
Il circuito risonante in serie (L501, C504) che collega la griglia a massa è accordato a 4,43 MHz e costituisce per questa frequenza il richiesto corto-circuito senza che il funzionamento come stadio con catodo a massa per gli impulsi di ritorno sia compromesso.

Il burst, che ha un'ampiezza di ca. 150 Vpp al primario del trasformatore T503, viene accoppiato capacitivamente (C509) al secondario simmetrico bifilare dove eccita un filtro a quarzo. Questo filtro è un circuito oscillante in serie che consiste di Q1 (quarzo), R510, L502 e C513. La capacità C510 da 2,2 pF che costituisce col secondario simmetrico di T503 e la capacità in parallelo del quarzo un ponte equilibrato, elimina l'effetto della capacità in parallelo del quarzo. Così il quarzo oscilla alla sua frequenza di risonanza serie. L'induttanza L502 che si trova in serie all'induttanza equivalente del quarzo è regolabile e permette di tarare il filtro spostando leggermente la sua frequenza di risonanza. L'induttanza L502 e la capacità C513 formano un adattatore tra la bassa impedenza d'uscita del quarzo e l'alta impedenza d'entrata della griglia dell'amplificatore di riferimento (V9, P[C]L84).
Il filtro funziona in questo modo: i brevi treni di oscillazioni di 4,43 MHz del burst, la fase delle quali è alternata da una riga all'altra tra +45° e —45° rispetto a un valore medio considerato come zero, eccitano il circuito risonante del filtro a impulsi, provocando in esso oscillazioni continue. A causa dell'alto Q del quarzo la diminuzione dell'ampiezza delle oscillazioni tra un burst e l'altro è minima e l'effetto trascinamento di fase trascurabile, per cui l'oscillazione assume una fase media praticamente costante di 0°.
L'amplificatore di riferimento V9 (P[C]L84) limita il segnale e fornisce una portante di riferimento di ca. 150 Vpp al primario del trasformatore accordato di smistamento T505. Mediante il compensatore C517 si può variare la capacità parallela del primario e con essa l'accordo e la fase della portante.

8. - DEMODULAZIONE DELLA SOTTOPORTANTE

La decodificazione del colore si effettua senza linea di ritardo ultrasonica

Fig. 7 - Tensione meandro prelevata dal discriminatore di fase di identificazione.

Fig. 8 - Disposizione dei cannoni elettronici in un piano orizzontale nel cinescopio 11SP22.

secondo il metodo PAL semplice. In questo sistema un errore di fase determina in due righe consecutive errori di tinta opposti ed il compito di ricavare la tinta media corretta è affidato all'occhio. Questo metodo ha dato risultati eccellenti in quanto le due tinte delle righe consecutive si uniscono molto bene, senza provocare il temuto « effetto tapparella ».
I due demodulatori a diodi sono del tipo ad agganciamento. La portante di riferimento viene portata in controfase agli elettrodi esterni dei diodi X17 e X18 per il demodulatore (*B-Y*) e ai diodi X19 e X20 per il demodulatore (*R-Y*) mediante due secondari del trasformatore d'uscita dell'amplificatore T505, mentre il prodotto di modulazione è accoppiato capacitivamente alle due giunture di queste coppie di diodi.

Il secondario di T505, che fa parte del demodulatore (*B-Y*), forma con C539 un circuito accordato tarabile ed è accoppiato lascamente col primario. Così si ottiene uno sfasamento di 90° rispetto alla fase del segnale del primario.

Il secondario dal quale si preleva la portante di riferimento per il demodulatore (*R-Y*) è strettamente accoppiato al primario. Per ottenere l'alternazione della fase della portante di riferimento in concordanza con l'alternazione della fase della componente $F_{\pm(R-Y)}$ del prodotto di modulazione (necessaria per ricavare $+(R-Y)$ a fase costante) è stato inserito un commutatore costituito dagli elementi X15, X16, R531, R532 che è accoppiato al demodulatore (*R-Y*) mediante i condensatori C532 e C533.

Il commutatore viene azionato da una tensione alternata della metà della frequenza di riga proveniente dall'amplificatore selettivo V10 ed applicata alla giuntura tra le resistenze R531 ed R532. Durante l'alternanza negativa della tensione di commutazione il diodo X15 conduce e il diodo X16 è bloccato; la portante di riferimento arriva in fase al diodo X19 e (tramite il trasformatore simmetrico L506) in controfase al diodo X20. Durante l'alternanza positiva X16 conduce e X15 è bloccato; la portante di riferimento arriva al diodo X20 in fase e a X19 in controfase.

Il generatore della tensione di commutazione è concatenato col burst alternante mediante un discriminatore di fase costituito dal circuito risonante L503/C522, i condensatori C523 e C524, i diodi X13 e X14 e le resistenze R523 ed R524. Il discriminatore è nient'altro che un demodulatore sincrono nel quale il burst, prelevato mediante C520 all'anodo dell'amplificatore burst, viene demodulato con una portante di riferimento (proveniente da un secondario del trasformatore T505) secondo un asse che corrisponde alla componente $F_{+(R-Y)}$ del burst. L'unica differenza sta nelle grandi costanti di tempo costituite da C523 e R523 e da C524 e R524 per effetto delle quali le tensioni positiva e negativa rivelate durante la presenza delle due alternanze del burst si estendono per l'intera durata di una riga, per cui si ha all'uscita (giuntura delle resistenze R523 e R524) una tensione a forma di greca o meandro (fig. 7) che ha una frequenza di ripetizione della metà della frequenza di riga. Questo segnale viene portato alla griglia del pentodo V10, una EF184, all'anodo del quale si trova il circuito oscillante L505/C526 che fornisce il segnale di commutazione. Il circuito è tarato sulla metà della frequenza di riga. La tensione meandro lo eccita e lo pilota nella giusta frequenza e nella giusta fase di commutazione.

9 - AMPLIFICAZIONE DEI SEGNALI DI DIFFERENZA E IL PILOTAGGIO DEL CINESCOPIO

Dai demodulatori escono i segnali di differenza (*R-Y*) (potenziometro R539) e (*B-Y*) (potenziometro R546). Questi segnali sono accoppiati galvanicamente alle griglie degli amplificatori di differenza di colore (*R-Y*) (V12, PC[C]85) e (*B-Y*) (V11, triodo p. 6, 7, 8 di PCC85). Il segnale (*V-Y*) è derivato mediante matrizzazione nel circuito catodico comune e compare al circuito anodico dell'amplificatore (*V-Y*) (V11, triodo p. 1, 2, 3 di PCC85). Questo triodo lavora come amplificatore con griglia a massa (il condensatore C556 costituisce un cortocircuito c.a.). Il circuito catodico comune dei tre amplificatori consiste di tre resistenze in serie (R557, R558, R559) i valori dei quali sono scelti in modo che al catodo dell'amplificatore (*V-Y*) arrivino (per il suo pilotaggio) porzioni delle tensioni (*R-Y*) e (*B-Y*) (provenienti dai catodi degli amplificatori (*R-Y*) e (*B-Y*)) in misura adatta per ottenere al suo anodo il segnale di differenza (*V-Y*).
Mediante il partitore di tensione multiplo R543, R540, R538, R533 si polarizzano le griglie dei tre amplificatori, in corrispondenza coi diversi potenziali catodici di essi. Le griglie degli amplificatori (*B-Y*) e (*R-Y*) ricevono la tensione di polarizzazione attraverso i demodulatori, mentre la griglia dell'amplificatore (*V-Y*) è collegata direttamente al partitore.
I segnali di differenza di colore arrivano alle griglie del cinescopio attraverso combinazioni RC, che permettono di sovrapporre, ai segnali (*B-Y*) e (*V-Y*), tensioni continue le quali possono essere regolate mediante i potenziometri R560 e R564. In questo modo si aggiustano i punti di lavoro delle griglie blu e verde del cinescopio (quello del cannone rosso rimane fisso) durante la taratura della scala dei grigi che si effettua in combinazione con la regolazione dei potenziometri delle griglie schermo (R566, R568, R572).

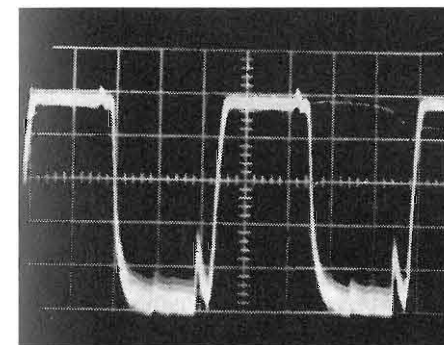
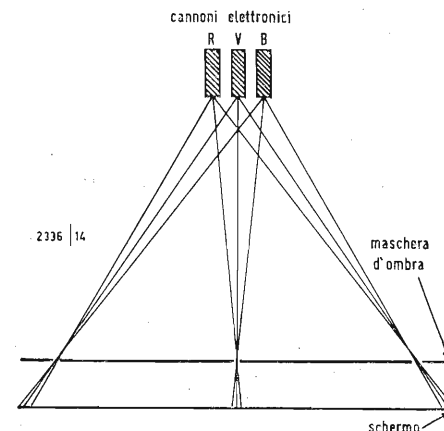
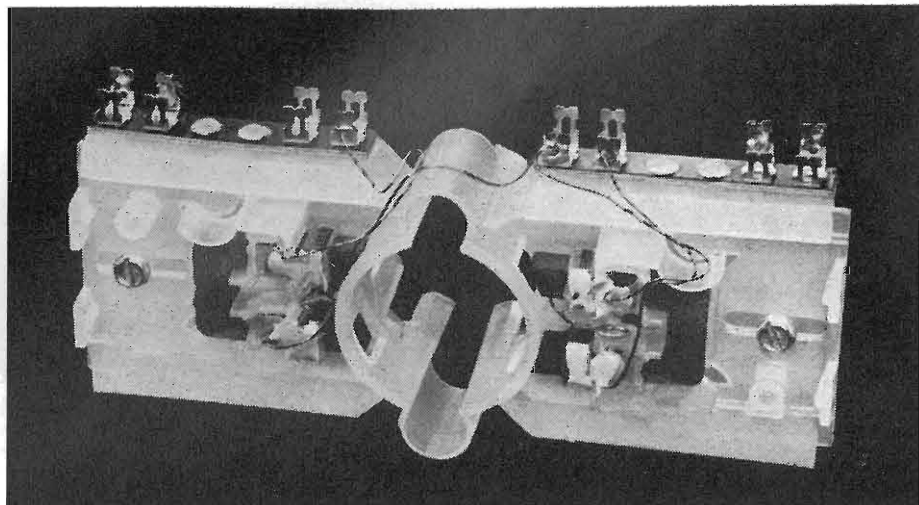



Fig. 9 - Giogo di deflessione.

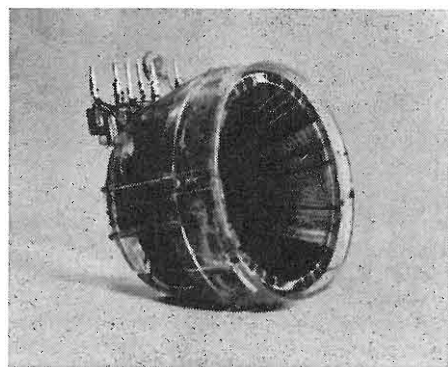



Fig. 10 - Unità di convergenza vista di fronte.

10. - LA DEFLESSIONE

L'oscillatore orizzontale è un oscillatore sinusoidale (V13, EF184) senza valvola a reattanza. Il discriminatore di fase (X8, X9) confronta la fase dei segnali di sincronismo provenienti dalla separatrice (V12, P[C]C85) con quella di un segnale prelevato dall'anodo dell'oscillatrice ed opportunamente formato (R408, C409, C406, R409). La risultante tensione di errore viene filtrata (R413, R415, C412, C413) e portata, tramite R416, alla griglia dell'oscillatrice. Quando questa tensione varia in senso positivo l'inizio degli impulsi di corrente anodica e la fase della corrente in C418 vengono anticipati e la frequenza dell'oscillatore sale. Il contrario avviene quando la tensione di errore varia in senso negativo.

Questo comportamento è simile a quello di una valvola a reattanza che può dunque essere omessa.

La finale di riga (V14), una PL500, contiene nel circuito di griglia schermo un controllo automatico di EAT e di ampiezza orizzontale. La resistenza di caduta R424 il condensatore C423 ed il diodo X11 costituiscono un raddrizzatore alimentato da impulsi di ritorno di riga forniti da un avvolgimento supplementare del trasformatore EAT. La corrente continua raddrizzata, che percorre la resistenza R424 nello stesso senso della corrente di alimentazione della griglia schermo, contribuisce alla caduta di tensione. Quando l'EAT, e con essa l'ampiezza degli impulsi di ritorno, tende ad aumentare, la caduta di tensione lungo R424 cresce, e la tensione di griglia schermo e la corrente anodica si abbassano riducendo l'EAT quasi al valore iniziale. Col diminuire dell'EAT si ottiene un effetto analogo, ma nel senso opposto: l'EAT e l'ampiezza orizzontale risultano, così, stabilizzate entro limiti sufficienti.

Inoltre si ottiene così una compensazione automatica delle variazioni tra diverse valvole PL500, che possono essere cambiate senza dover aggiustare l'ampiezza orizzontale.

Il trasformatore EAT ha le dimensioni di un trasformatore di un ricevitore monocromatico e fornisce con una PY83 quale damper ed una DY86 quale raddrizzatrice una EAT tra i 16 e i 17 kV ed una tensione rialzata di 680 V.

Queste tensioni sono sufficienti per l'ultore e come tensioni massime per le griglie schermo del cinescopio e non richiedono alcuna ulteriore stabilizzazione nè altri accorgimenti precauzionali.

Le bobine di deflessione orizzontali sono, come quelle verticali, di tipo toroidale per cui possono essere avvolte con grande precisione. Questo permette una notevolissima semplificazione nel sistema della convergenza orizzontale. L'oscillatore verticale è un classico multivibratore (V17, PCC85).

11. - IL CINESCOPIO

Il cinescopio da 11" (V18, 11SP22) è del tipo a maschera d'ombra. Si distingue dai tipi normali nella disposizione dei tre equipaggi elettronici che non sono montati « a delta » come nei cinescopi usuali, ma si trovano in un piano orizzontale, uno accanto all'altro (fig. 8).

In questo modo si ottiene una notevole riduzione degli errori di convergenza. L'immagine del cannone verde, che si trova sull'asse del cinescopio, è indistorta e non richiede alcuna correzione di convergenza. La posizione dei cannoni laterali (rosso e blu) determina (oltre agli errori statici) nel senso orizzontale solo errori dinamici longitudinali e nel senso verticale solo errori dinamici trasversali.

Ambedue questi errori vengono corretti in prima approssimazione mediante una opportuna distribuzione delle spire degli avvolgimenti del giogo di deflessione. Siccome gli avvolgimenti toroidali possono essere eseguiti con la precisione che occorre per questa correzione, sia gli avvolgimenti verticali che quelli orizzontali sono eseguiti secondo questa tecnica (fig.9).

Per il completamento della convergenza si richiede ancora la possibilità di spostare le trame rossa e blu nelle direzioni orizzontale e verticale e la possibilità di regolare le loro ampiezze orizzontale e verticale. Il primo è un problema di convergenza statica che è stato risolto con campi regolabili, prodotti da magneti permanenti. Per la soluzione del secondo servono avvolgimenti infilati sulle espansioni dei magneti permanenti, percorsi da correnti a dente di sega.

Come tali servono le stesse correnti di deflessione orizzontale e verticale. In questo modo si risparmia la complessa piastra di convergenza (coi suoi numerosi comandi) che normalmente si trova nei comuni televisori, e l'intero sistema di convergenza si riduce all'unità di convergenza montata sul collo del cinescopio.

Questa unità (fig. 10) consiste di un supporto rettangolare di materiale plastico che porta sul lato vicino allo schermo del cinescopio due magneti a U corrispondenti a espansioni all'interno del collo del tubo per la convergenza orizzontale (fig. 11).

La regolazione statica viene effettuata variando il campo permanente, ciò che si ottiene ruotando i magneti magnetizzati trasversalmente (vedi fig. 11).

Per poter aggiustare il campo orizzontale dinamico i magneti sono montati su slitte e possono essere avvicinati o allontanati dal collo. Variando così il traferro tra espansioni esterne ed interne, si varia il campo magnetico nonostante l'ampiezza costante della corrente a dente di sega che percorre gli appositi avvolgimenti. Per evitare che i campi magnetici influiscano sul raggio del cannone verde questo è protetto da uno schermo cilindrico. I raggi rosso e blu possono essere aggiustati indipendentemente uno dall'altro. Gli avvolgimenti sono collegati in serie con le bobine di deflessione orizzontali.

Sul lato posteriore del supporto rettangolare si trovano i magneti per la con-

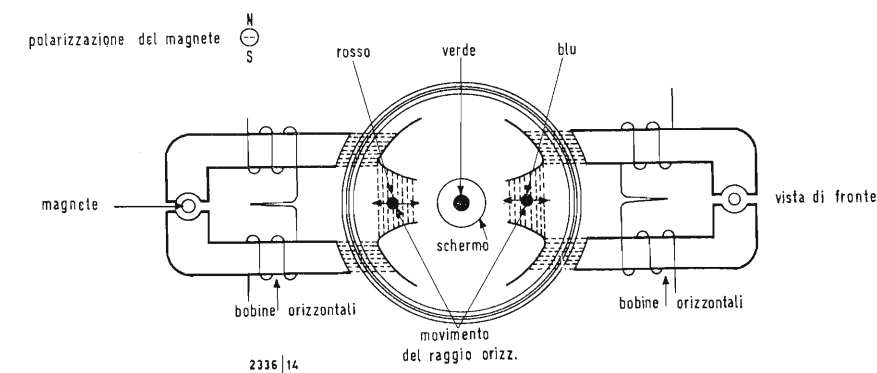



Fig. 11 - Disposizione degli elementi della convergenza statica e dinamica orizzontale.

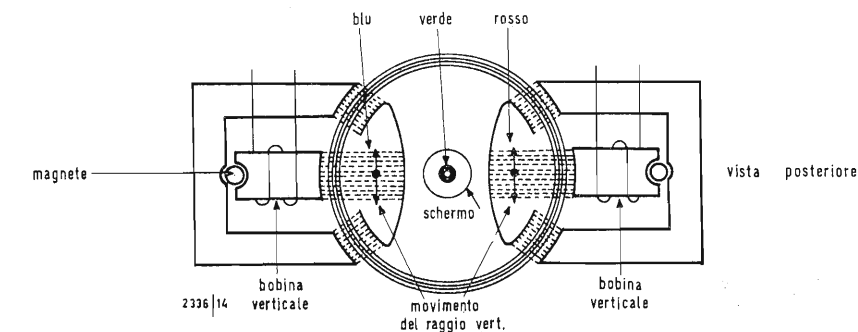



Fig. 12 - Disposizione degli elementi della convergenza statica e dinamica verticale.

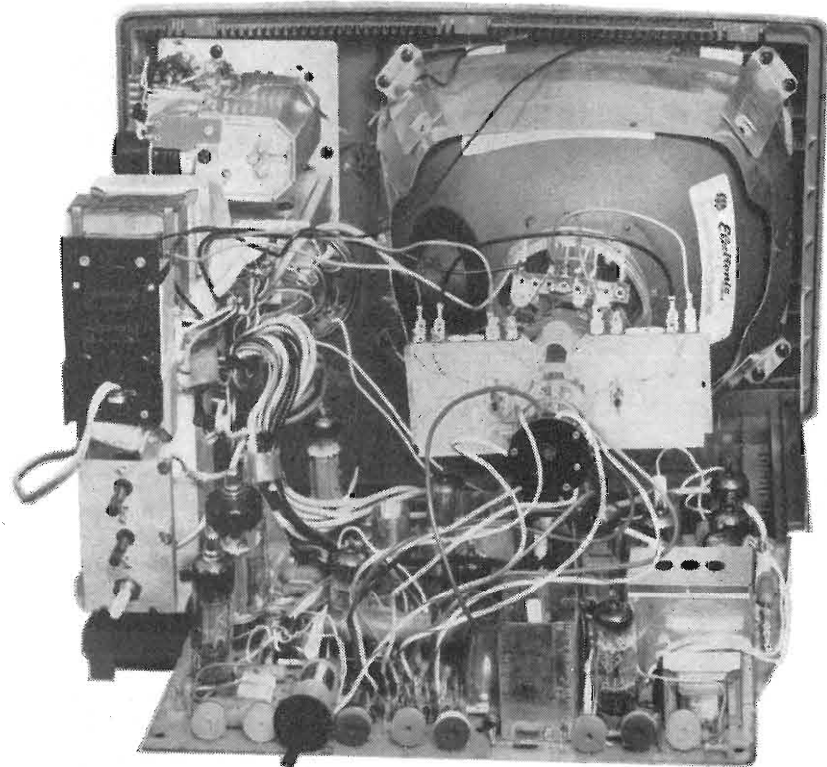



Fig. 13 - Televisore da 11″ completo fuori dal mobile.

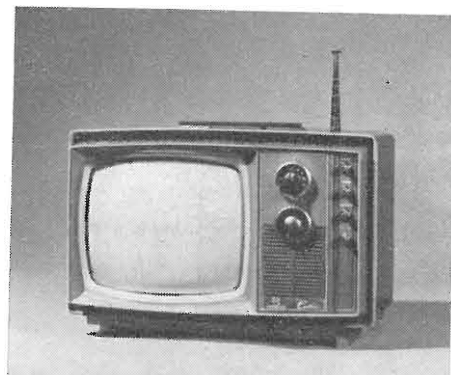



Fig. 14 - Vista frontale del televisore da 11″ (CGE - General Electric).

vergenza verticale a forma di E che corrispondono ad espansioni all'interno del collo del tubo a forma di C (fig. 12).

Il funzionamento è analogo a quello della convergenza orizzontale coll'eccezione che i magneti non sono scorrevoli e la variazione del campo dinamico non è continua, ma avviene cambiando i collegamenti delle bobine, cioè spostando i fili di collegamento fra i terminali delle bobine (visibili in fig. 10 sul lato superiore del supporto) in diversi modi (corrente in un senso o nell'altro o esclusione di corrente).

Questa regolazione è sufficiente per eliminare le leggere differenze nell'ampiezza verticale tra i tre quadri. Anche qui le bobine sono collegate in serie con le corrispondenti bobine di deflessione.

La purezza si regola nel modo consueto, ruotando due anelli magnetizzati e spostando il giogo assialmente.

La smagnetizzazione del cinescopio viene effettuata mediante un avvolgimento montato sullo schermo del cinescopio. Quando si preme e si lascia ritornare l'apposito pulsante, la bobina viene percorsa da una corrente alternata decrescente.

Premendo il pulsante la tensione rialzata carica il condensatore C561 attraverso R575. Quando il pulsante ritorna nella sua posizione iniziale il condensatore si scarica in forma di forti oscillazioni decrescenti attraverso l'induttanza L511 con la quale costituisce un circuito risonante.

La corrente di smagnetizzazione ha un valore iniziale di ca. 4 A_{pp}.

12. - IL TELEVISORE COMPLETO

La figura 13 mostra il televisore completo senza mobile: a sinistra in alto i gruppi VHF e UHF, al lato sinistro l'unità EAT schermata e le entrate d'antenna ed a sinistra verso il basso i comandi per il contrasto (R241), la frequenza verticale (R454) e la fase della portante di riferimento (C517). In basso l'unica piastra stampata. I comandi visibili sono, in ordine da sinistra verso destra: linearità ed ampiezza verticale, frequenza orizzontale, le griglie schermo del cinescopio (blu, verde, rosso), le griglie controllo del cinescopio (verde e blu) ed il CAG. Infilata sul collo del tubo si vede l'unità di convergenza.

Nella vista frontale del televisore (fig. 14) si vedono i comandi di sintonia VHF ed UHF e, dall'alto verso il basso, le manopole per l'interruttore ed il volume, per la luminosità, il colore e per la commutazione VHF-UHF.

Il ricevitore è munito di antenna interna a stilo. *A*

In orbita 8 nuovi satelliti ripetitori della rete militare

Con il lancio di un razzo vettore « Titan III » dal Poligono Orientale di Cape Kennedy, sono stati messi in orbita terrestre simultaneamente otto nuovi satelliti artificiali per telecomunicazioni, destinati a rafforzare la rete mondiale a disposizione del Dipartimento della Difesa per i collegamenti diretti con i comandi dei reparti dislocati in varie parti del mondo.

Gli otto satelliti vanno ad aggiungersi ai 7 satelliti-ripetitori che erano stati lanciati in orbita il 16 giugno 1966, con un unico razzo vettore del tipo « Titan IIIC », insieme ad un ottavo satellite, il GGTS-1, destinato a collaudare i sistemi di stabilizzazione in orbita dei satelliti automatici.

I quindici satelliti in orbita verranno successivamente integrati da altri 7 veicoli identici, per il completamento della rete per telecomunicazioni militari in programma. I satelliti, denominati IDCSP dalle iniziali di « Interim Defense Communications Satellite Project » (programma iniziale dei satelliti da telecomunicazione per la difesa), hanno una forma poliedrica a 24 facce e misurano 91,4 centimetri di diametro e pesano circa 45 chili. Ogni satellite è coperto da 8000 cellule solari che forniscono l'elettricità primaria sviluppando una potenza di 40 W.

La rete « interim » rappresenta il terzo stadio del programma per i satelliti-ripetitori militari, che ebbe inizio nel 1966 con la cessione al Dipartimento della Difesa dei veicoli « Syncom II » e III, a suo tempo realizzati e lanciati in orbita sincrona dall'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale. Nel luglio del 1966, i due satelliti, al termine di una serie di collegamenti sperimentali tra stazioni militari al suolo, furono incorporati in una rete provvisoria Syncom cui è affidato il compito di sostituire, in caso di necessità o di sovraccarico, i cavi e i circuiti radio a microonde per le comunicazioni tra le Hawaii, le Filippine e e l'Asia sud-orientale e con la stazione galleggiante « Annapolis ». La rete Syncom, realizzata mediante lo spostamento dei due satelliti dalle posizioni primitive, verrà utilizzata sino a consumazione. Si prevede che il « Syncom II » continuerà a funzionare per circa due anni e che l'altro satellite potrà funzionare ancora un quinquennio.

Il programma « interim », ossia la seconda fase, mira a dimostrare, con l'impianto in orbita di 22 ripetitori spaziali a circa 33 mila chilometri di altitudine in tre lanci distinti, la realizzazione pratica di una rete militare per le telecomunicazioni intercontinentali e nello stesso tempo consente di disporre subito di un certo potenziale d'esercizio. I satelliti vengono piazzati in orbita, a 7-8 per volta, con un « Titan IIIC ». Il razzo, raggiunta la distanza prescritta provvede a liberare i veicoli ad intervalli precisi.

La rete « interim » fa capo ad un certo numero di stazioni terminali al suolo impiantate nel 1966 su entrambi i versanti degli Stati Uniti, in Germania, nelle Hawaii e nelle Filippine. La prima stazione terminale galleggiante per il sistema « interim » fu impiantata a scopo sperimentale sull'ammiraglia della 1ª Flotta degli Stati Uniti, l'incrociatore « Providence », nell'ottobre del 1966. Si stanno ora costruendo stazioni terminali per l'Asia sud-orientale, a sostegno delle operazioni nel Vietnam, e perfezionando un tipo di stazione che può essere trasportata con un unico aereo nel punto prestabilito per il suo funzionamento.

Schema a blocchi del generatore di sincronismi televisivi impiegante i microcircuiti della famiglia RT µL della SGS.

Telecamere migliori con i microcircuiti

La SGS prevede che l'impiego dei microcircuiti nella progettazione delle telecamere comporterà una serie di notevoli miglioramenti.

In primo luogo, peso e dimensioni potranno essere ridotti, ciò che è importante soprattutto nelle telecamere portatili; inoltre l'affidabilità dell'apparecchiatura risulterà migliorata e i costi di produzione ridotti.

Un buon esempio è rappresentato da un generatore di sincronismi per telecamere, funzionante con lo standard europeo a 625 righe, che è stato progettato dai laboratori della SGS usando i microcircuiti della famiglia RT µL. L'uscita del generatore genera i segnali di cancellazione orizzontale e verticale e i segnali di sincronismo con una ampiezza di 1 V picco-picco con un carico di 75 ohm, con polarità positiva e negativa. La frequenza orizzontale è controllata a quarzo. Le variazioni che si possono riscontrare da Paese a Paese non implicano modifiche al progetto base.

dott. ing. Alessandro Banfi

La sagra televisiva autunnale europea

1 - Berlino: la grande mostra nazionale della radio - TV

Dal 25 agosto al 3 settembre ultimi, si è svolta la 25ª Mostra Nazionale Radio-TV, con un formidabile successo di pubblico (circa 500.000 visitatori), all'insegna della TV a colori.

Tale importante manifestazione, che ha coinciso con l'inizio di un regolare servizio di trasmissioni a colori nella Germania federale, si è rivelata come una vera e propria esplosione di esibizioni di televisori a colori (ve ne erano più di mille in funzione entro la Mostra) presentati da 16 costruttori.

Alcune grandi ditte presentavano gruppi di 100 televisori in funzione contemporanea: un'orgia di colori che indubbiamente poteva avere una certa influenza psicologica sul pubblico.

Ed infatti, come conseguenza immediata di questa specie di terapia d'urto, durante la Mostra sono stati venduti circa 12.500 televisori a colori, e negli ultimi giorni sono apparsi cartelli con «tutto venduto», con prenotazioni di un paio di mesi.

Si noti inoltre che in ognuno dei 10 giorni di apertura della Mostra veniva estratto a sorte fra i visitatori, un televisore a colori.

Comunque un'mpressione favorevole nei riguardi del pubblico ha suscitato l'annuncio dei prezzi che si sono rivelati piuttosto moderati. Ad esempio televisori da 19" per 1700 e 1865 Marchi (circa 270.000 lire) mentre altri da 25 pollici non superavano i 2400 Marchi (circa 360.000 lire).

La qualità delle immagini, sia come definizione, che come colori, era buona e sufficientemente uniforme nel complesso degli oltre 1000 televisori in funzione nella Mostra.

Il sistema PAL ha dato un'ottima dimostrazione delle sue prestazioni pratiche in questa caotica manifestazione di massa. Anche dal lato tecnologico costruttivo il PAL ha attenuato molto le prevenzioni ed i timori circa le difficoltà di produzione sia dovute a criticità di taratura dei circuiti cromatici, che di disponibilità di componenti con caratteristiche tecniche molto severe.

Sotto l'aspetto circuitale, circa il 50% dei costruttori usa prevalentemente valvole elettroniche, mentre l'altro 50% usa circuiti ibridi con l'impiego di transistori di vario tipo.

L'altra tensione anodica (EAT) per il cinescopio tricromico «shadow mask» viene ottenuta in vari modi ai quali vale la pena di accennare.

Anzitutto vi è il metodo classico del raddrizzamento diretto dell'alta tensione di 25.000 Volt ricavata dal trasformatore di riga a 15.000 periodi con avvolgimento EAT a ciambella (metodo normalmente usato nei televisori in bianco-nero). Vi è poi il metodo di sdoppiare le funzioni del trasformatore di riga usando un secondo trasformatore esclusivamente adibito all'alta tensione EAT alimentato da un'apposita valvola elettronica: tale tensione EAT viene poi raddrizzata col solito diodo a vuoto spinto. Vi è infine un terzo metodo che sta riscuotendo largo favore, consistente nell'adottare un circuito moltiplicatore a diodi in cascata. Impiegando diodi al silicio o bastoncini di diodi al selenio in serie si ottiene, attraverso circuiti duplicatori o triplicatori, la tensione di 25 ÷ 27.000 V senza ricorrere a critici e difficili avvolgimenti EAT sul trasformatore di riga: è sufficiente un avvolgimento che possa fornire una tensione di punta di 9000 ÷ 10.000 V.

La stabilizzazione della EAT, che nei cinescopi a colori è assolutamente necessaria per assicurare una buona convergenza, viene ottenuta sia con un tubo elettronico di assorbimento, in derivazione sul terminale EAT, sia con l'introduzione di circuiti di controreazione sul tubo elettronico che alimenta il trasformatore di riga.

Jetzt geht's los:
Das beste Farbfernsehen der Welt

Uno dei molti significativi commenti della stampa tecnica tedesca.

La grande mostra nazionale della radio-TV di Berlino.

Comunque la tecnica costruttiva dei televisori a colori si è già molto affinata (e lo prova la guerra dei prezzi sopra accennata), tanto che l'industria tedesca fa molto affidamento su una rapida introduzione della TV a colori in Germania.

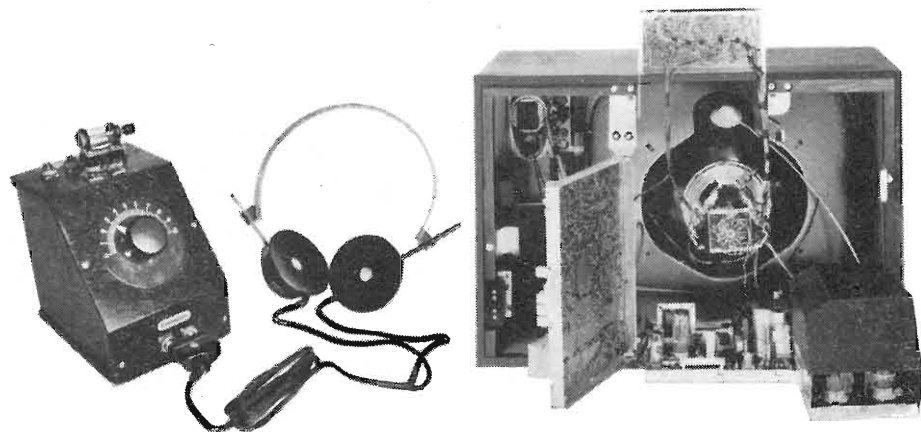
Sotto questo profilo si è già constatato un notevole interesse del pubblico (e ciò a scapito del mercato automobilistico che si viene a trovare in difficoltà proprio per eccesso di produzione e conseguente sovraddisponibilità di vetture) tanto che nel corso della Mostra berlinese sono stati venduti più di 12.000 televisori a colori. Non è una grande cifra, ma è un sintomo che ha già fatto modificare le prime previsioni di vendita di televisori a colori per il 1968. Qualche mese fa la cifra prevista si aggirava sugli 80.000 esemplari ora invece sui 150.000.

Ovviamente l'accoglienza da parte del pubblico della TV a colori è legata alla qualità dei programmi trasmessi e, sotto questo aspetto, è doveroso dire che la televisione tedesca ha affrontato le nuove programmazioni a colori (che per ora sono di 8 ore settimanali) con grande impegno e serietà.

I programmi trasmessi quotidianamente nell'arco dei 10 giorni della Mostra, erano veramente eccellenti e superiori ad ogni ragionevole aspettativa.

La Mostra berlinese, oltre al settore TV, presentava la nuova produzione dei radioricevitori e dei complessi elettroacustici ad alta qualità.

Circa i ricevitori è da notare l'estendersi della radiostereofonia (che in Germania è ormai corrente nelle trasmissioni quotidiane) sui canali a modulazione di frequenza.

La transistorizzazione è ormai praticamente totale nei radioricevitori portatili e fissi, ad eccezione di alcuni complessi stereofonici ad alta fedeltà, ove anche qui il transistore di potenza sta sostituendosi sempre più alle valvole. Molto popolari stanno inoltre divenendo i cosiddetti «mangianastri», che impiegano cartucce o «cassette» con nastri magnetici preregistrati con tipi di musica omogenea per durate d'ascolto intorno ad un'ora.

Uno dei primi radioricevitori a galena esposto al museo tedesco della radio.

L'interno di un televisore a colori tedesco.

Per la cronaca diremo che la Mostra è stata visitata da 502.000 persone provenienti da tutto il mondo, e comprendeva quasi 200 espositori dell'industria tedesca.

Contemporaneamente alla Mostra Radio-TV, della quale ricorreva il 25° anniversario, è stato inaugurato a Berlino il Deutsche Rundfunk Museum che raccoglie documentazioni e cimeli dello sviluppo della Radio tedesca del 1920 a tutt'oggi.

2 - Parigi: il Salone internazionale della radio - TV ed elettroacustica

Dal 1° al 10 settembre ultimo si è svolto a Parigi — Porte de Versailles — il Salone Radio-TV, particolarmente importante quest'anno per il lancio commerciale della TV a colori che ha iniziato le trasmissioni regolari di 12 ore settimanali, il 1° ottobre.

Occorre subito dire che la manifestazione parigina era di tono molto più modesto di quella berlinese. E ciò per un cumulo di motivi tecnici, commerciali e psicologici, tra i quali citerò:

a) la situazione delle trasmissioni TV francesi ove il bianco-nero viene trasmesso sullo standard 819 righe, mentre il colore è sullo standard 625 righe. Ciò obbliga all'adozione di televisori a doppio standard molto complessi e costosi, ovvero alla presenza di due televisori, uno per il bianco-nero ed uno per il colore.

b) per tale ragione e per altre di carattere tecnologico industriale i prezzi dei televisori a colori sono molto elevati: circa il doppio di quelli tedeschi presentati a Berlino.

c) il pubblico francese è piuttosto prevenuto verso la TV a colori che considera tutt'ora sperimentale, troppo costosa, e destinata ad evolversi tecnicamente nel prossimo futuro.

d) i programmi dimostrativi presentati al Salone dalla ORTF erano piuttosto modesti e scadenti come contenuto artistico-spettacolare: venivano trasmessi da uno studio appositamente allestito nel Salone stesso.

Quale enorme differenza coi programmi presentati alla manifestazione berlinese!

L'inventore del Secam, Henry de France, in visita al Salone di Parigi.

L'ingresso del Salone internazionale della radio-TV ed elettroacustica di Parigi.

Comunque nonostante tali prevenzioni negative, la TV a colori è stata la protagonista principale di questo Salone.

Tutti i principali costruttori hanno presentato i loro televisori a colori: ve ne erano in tutto circa 600, pressappoco la metà di quelli esposti a Berlino (oltre 1000).

Alcune Ditte ne esponevano gruppi di una ventina in funzione contemporanea. Fra i televisori delle varie Ditte e fra quelli di uno stesso stand vi erano sensibili differenze nelle immagini a colori.

Tali differenze però erano essenzialmente dovute all'intensità e al contrasto dei colori e non alla tonalità qualitativa dei colori stessi.

In complesso però l'intensità ed il contrasto dei colori erano piuttosto deboli: toni « pastello » asseriscono i francesi, all'opposto cioè dei colori vivaci e violenti degli schermi berlinesi.

Si è potuto notare però, che al passaggio da scene in ripresa diretta a quelle di film cinematografici, il colore era praticamente inalterato, mentre a Berlino si notavano in questo caso sensibili variazioni di colore. Comunque ciò rientra nelle caratteristiche tecniche del sistema SECAM nei confronti del PAL. Infatti mentre quasi tutti i televisori tedeschi sono provvisti di un controllo di tono dei colori, i televisori francesi sono provvisti unicamente di un controllo del contrasto colori, il quale in fine corsa, verso colori sempre più tenui, li sopprime totalmente, passando ad un'immagine in bianco-nero. Però al massimo contrasto, teniamo a ripeterlo, non uguagliava generalmente il contrasto e l'intensità dei televisori PAL di Berlino.

Per quanto riguarda il profilo tecnologico costruttivo, tutti i televisori francesi esposti al Salone montavano cinescopi da 23 ÷ 25 pollici del tipo « shadow mask », mentre a Berlino vi erano parecchi 19 pollici.

Comunque, come già ho accennato, la grossa complicazione costruttiva risiedeva nel doppio-standard, interessando anche la sezione « convergenza », con risultati piuttosto mediocri per quanto riguarda la purezza dei colori: infatti nei vari televisori « monostandard » 625 righe, esposti da varie ditte, le immagini erano migliori sia come qualità cromatica che come definizione generale.

Circuitalmente, quasi tutti i televisori esposti comprendevano un certo numero

Una visione degli affollati stand parigini.

di transistori in determinate sezioni funzionali (alta frequenza, media frequenza, suono, croma, decodificatori, ecc.).
Molti adottano gruppi in alta frequenza a sintonia elettronica mediante « varistors », con esclusione totale di comandi meccanici.
Anche per l'alta tensione EAT vengono da molti costruttori adottati circuiti duplicatori, triplicatori e quadruplicatori, con raddrizzatori a colonna di diodi al selenio od al silicio.
Al Salone, dato il suo carattere internazionale, erano presenti quasi tutti i grandi costruttori tedeschi che presentavano televisori SECAM nelle versioni 19, 23 e 25 pollici per lo più « monostandard ».
La qualità di questi televisori tedeschi era praticamente identica a quella dei modelli francesi. Nel settore dell'elettroacustica trionfavano in modo deciso i complessi ad alta qualità sia per l'ascolto di dischi, che di nastri magnetici preincisi.
Una gran parte di tali complessi, sia del tipo con altoparlanti raccolti in un unico mobile, che del tipo con altoparlanti separati, comprendeva anche un ricevitore radio-stereo a modulazione di frequenza. Le trasmissioni radiostereofoniche sono molto popolari oggi in Francia, poichè la ORTF effettua tali trasmissioni su tutta la sua rete M.F.
Molto successo stanno ottenendo i dispositivi « lettori » di nastri magnetici stereofonici, favoriti dalla sempre crescente disponibilità di nuove « cartucce » con musiche di ogni genere. E' una vera e propria concorrenza al disco, col vantaggio su quest'ultimo di una minore usura e deteriorabilità e quindi maggiore durata.
Il mercato francese degli apparecchi riproduttori musicali è in piena euforia. L'ascolto musicale ad alta qualità è ormai diffusissimo nel pubblico francese, favorito anche da una maggiore disponibilità di incisioni di buona musica e dalle ottime trasmissioni stereo della ORTF (France-Musique e France-Inter).
Per la cronaca aggiungeremo che il Salone Radio TV allineava nei suoi 35 mila mq. di superficie, 226 espositori, 477 dei quali stranieri. Di questi ultimi 19 erano tedeschi e 13 italiani.

3 - Milano: la 32ª Mostra nazionale della radio - TV

Dal 9 al 17 settembre si è svolta presso la Fiera di Milano, la 32ª Mostra Nazionale della Radio-TV, organizzata dall'ANIE.
La Mostra che ospitava oltre un centinaio di espositori nazionali ha dimostrato, come negli anni passati, una intensa vitalità, sia attraverso il materiale presentato, sia attraverso il giro d'affari che, nonostante alcuni timori affacciatisi all'inizio della stagione, si è rivelato più che soddisfacente.
Indubbiamente, sul mercato Radio-TV ha pesato l'incerta situazione della TV a colori in Italia, a confronto con quelle di Francia e Germania.
Su quest'argomento anzi, il Presidente dell'ANIE, ing. Baggiani, ha prospettato nuovamente al Ministro delle Poste e Telecomunicazioni, senatore Spagnolli, nel corso della cerimonia inaugurativa, la situazione delle industrie radioelettriche desiderose di cimentarsi con la TV a colori per non restare impreparate all'inizio futuro delle trasmissioni regolari anche in Italia.
Comunque il mercato Radio-TV italiano ha tutt'ora buone prospettive in quanto 4 milioni di famiiie non hanno ancora la radio, ed 8 milioni di familie non hanno ancora la TV.
Per quanto riguarda il materiale esposto ed in modo particolare i radioricevitori si può dire che oltre alla maggiore transistorizzazione si poteva rilevare una tendenza a dimensioni sempre più piccole, ma con maggiori prestazioni.
Pure da rilevare è stata la diffusa presenza di complessi elettroacustici ad alta qualità, sia con giradischi che con giranastri, i quali ultimi vanno raccogliendo sempre maggiore favore di pubblico.
La stereofonia ha avuto anch'essa una parte importante per quanto limitata al prevalente ascolto di dischi, inquantochè l'Italia non ha ancora un servizio di trasmissioni radiostereofoniche paragonabile a quello francese o tedesco.
La filodiffusione sta pure diventando popolare, pur nella sua forzata limitazione ad un certo numero di reti telefoniche urbane. Ricevitori per filodiffusione erano presentati da molte ditte.
Per quanto riguarda la televisione si può ritenere ormai standard lo schermo da 23÷25 pollici per impiego domestico in sede fissa e lo schermo da 11 pollici per il televisore trasportabile, ormai molto diffuso anche come secondo apparecchio.
La tecnica dei circuiti miniaturizzati integrati sta introducendosi sempre

La 32ª Mostra nazionale della radio-TV organizzata dall'ANIE.

L'interno della Mostra nazionale della radio-TV tenutasi a Milano dal 9 al 17 settembre.

più nella tecnologia costruttiva di radioricevitori e televisori in sostituzione di determinati servizi circuitali. Il prossimo avvenire ci riserverà certamente delle gradite sorprese.
Molto interessante era la Mostra dei Componenti elettronici, riservata ai tecnici competenti, che vi hanno trovato notevoli argomenti di studio e progettazione di nuovi apparati. Di particolare richiamo erano poi le presentazioni da parte di varie ditte di componenti elettronici per televisori a colori.
Comunque la Mostra milanese della Radio-TV, se pur in tono minore rispetto alle due mostre contemporanee di Berlino e Parigi, si è validamente affermata sia in campo nazionale che internazionale.
Circa quest'ultimo argomento si è poi svolto nei giorni 12-14 settembre, un Convegno tecnico culminato con una tavola rotonda alla quale hanno partecipato numerosi esponenti tecnici dell'industria nazionale.

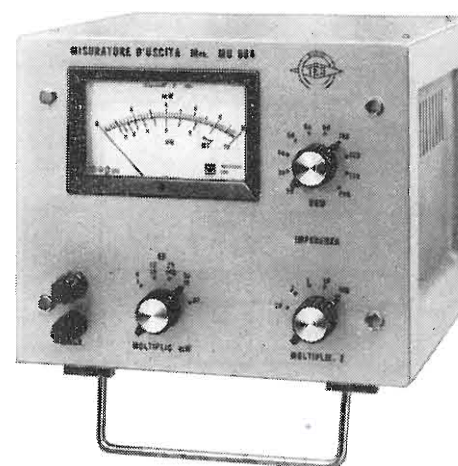
Programma di espansione per la Marconi Instruments

La Marconi Instruments Ltd., St. Albans, Gran Bretagna, ha in corso l'acquisto, nell'ambito di un piano di espansione a lungo termine, di un altro stabilimento nei dintorni di St. Albans, a meno di un chilometro dallo stabilimento principale.
L'area totale di questa costruzione è di 13.300 metri quadrati e comprende più di 5.000 metri quadrati di un edificio di tre piani, costruito circa sedici anni or sono, nonchè quasi 8.200 metri quadrati di stabilimento, uffici e servizi, costruiti in tempi diversi.
La *Marconi Instruments* rileverà prossimamente l'edificio di tre piani ed il resto della proprietà entro due anni e mezzo. I vantaggi immediati saranno: nuovo spazio per i programmi di progettazione e di produzione, oltre ai servizi centralizzati per i magazzini e le spedizioni. Quest'anno è prevista anche l'apertura di una scuola per l'istruzione professionale.
I nuovi locali porteranno l'area produttiva a disposizione della Società a circa 42.000 metri quadrati, con i vari stabilimenti *Marconi Instruments* in St. Albans e nelle vicine località di Stevenage e Luton. (*mi*)

Le prime immagini di spettacoli per la televisione a colori: sopra lo spettacolo berlinese; sotto lo spettacolo parigino con Marcel Amont.

(*a cura dell'ing. Franco Simonini*)

per. ind. Adriano Covi

Misuratore della potenza di uscita T.E.S. mod. MU964

Fotografia dello strumento.

1. - PREMESSA

La misura della potenza d'uscita di preamplificatori ed amplificatori di bassa frequenza, di generatori, di trasformatori e traslatori, di linee di distribuzione di correnti modulate fra impianti centralizzati, rientra nelle pratica quotidiana dei laboratori di elettronica. La misura di potenza d'uscita presuppone in ogni caso l'inserimento del giusto valore dell'impedenza di carico del circuito preso in considerazione, senza di che la misura non offre alcuna indicazione attendibile. È noto, d'altra parte, quanto possa essere variabile da circuito a circuito il valore dell'impedenza di carico e come sia praticamente difficile avere prontamente a disposizione il carico equivalente.

Si tratta di un campo di valori che va da qualche ohm a decine di migliaia di ohm, dal secondario del trasformatore di uscita per altoparlante a bobina mobile al circuito anodico di pentodi ad alta impedenza.

Il valore della potenza di uscita ottenuto con un voltmetro per corrente alternata secondo la formula $P_u = V^2/R$ implica la disponibilità di un gran numero di impedenze adatte a soddisfare tutti i valori di R, indipendentemente dalla frequenza, ed entro tutto il campo delle frequenze acustiche ed ultrasoniche, in quanto la massima resa di un qualsiasi sistema di trasmissione di energia si ha quando l'impedenza del circuito erogatore è uguale a quella del circuito utilizzatore.

Un tale corredo di impedenze, anche se riunito in un'unica cassetta comporta una perdita di tempo per la necessità di effettuare i relativi collegamenti.

Il misuratore della potenza di uscita mod. MU.964 prevede all'entrata un adattatore di impedenza a commutazione che consente di inserire nel circuito in prova valori di impedenza razionalmente scelti nella gamma da 2,5 Ω a 20 kΩ, per un totale di 40 valori. Esso permette quindi di effettuare rapidamente qualunque misura diretta della potenza di uscita sul giusto carico, sia nel campo delle frequenze audio che alle frequenze ultrasoniche, cioè fino a 50 kHz.

Con l'esclusione del trasformatore adattatore è stato possibile raggiungere una elevata costanza della impedenza al variare della frequenza ed una precisa e fedele lettura degli effettivi valori.

Il sistema adottato nel misuratore mod. MU. 964 ha permesso l'impiego di una scala lineare per l'indicatore, il che assicura misure precise anche per potenze aventi livelli inferiori al milliwatt.

Lo strumento è salvaguardato da eventuali sovraccarichi da un circuito separatore di protezione e da altri dispositivi che illustreremo successivamente. Di conseguenza ogni possibile errore nella scelta del carico o nella variazione della portata, non comporta alcun danno all'apparecchio.

Lo strumento indicatore riporta una scala in W ed una in dB.

Le misure sono intese come valore efficace di un'onda sinusoidale indistorta Per entrambe le scale vi è un moltiplicatore di portata per 0,1, 1, 10, 100 con estensione delle letture da 1 mW a 10 W e da — 3 a + 40 dB riferiti ad 1 mW.

2. - CIRCUITO ELETTRICO

Come abbiamo detto la potenza in W è data dal quadrato della tensione letta sulla resistenza di carico diviso per il valore della stessa; è chiaro che se si conosce il valore di quest'ultima è facile stabilire la potenza.

In questo strumento vi è appunto un partitore di ingresso costituito da resistenze antinduttive che possono essere selezionate in 40 valori diversi, e che permettono misure di potenza entro un ampio campo di frequenze.

Il sistema di commutazione per la Z di carico è affidato a due comandi, il primo per stabilire il valore dell'impedenza ed il secondo come moltiplicatore a decadi della stessa.

Vi è un'altra condizione da mettere in evidenza: è indispensabile, per poter eseguire una misura precisa, che l'impedenza di ingresso del voltmetro che ha il compito di misurare la tensione ai capi del carico sia tale da non alterarne il valore.

Il particolare utilizzato per realizzare le varie portate dello strumento è stato scelto di valore abbastanza alto da non alterare il valore di Z, il che è stato possibile per l'alto valore dell'impedenza di ingresso del voltmetro ottenuto mediante due stadi ad emitter

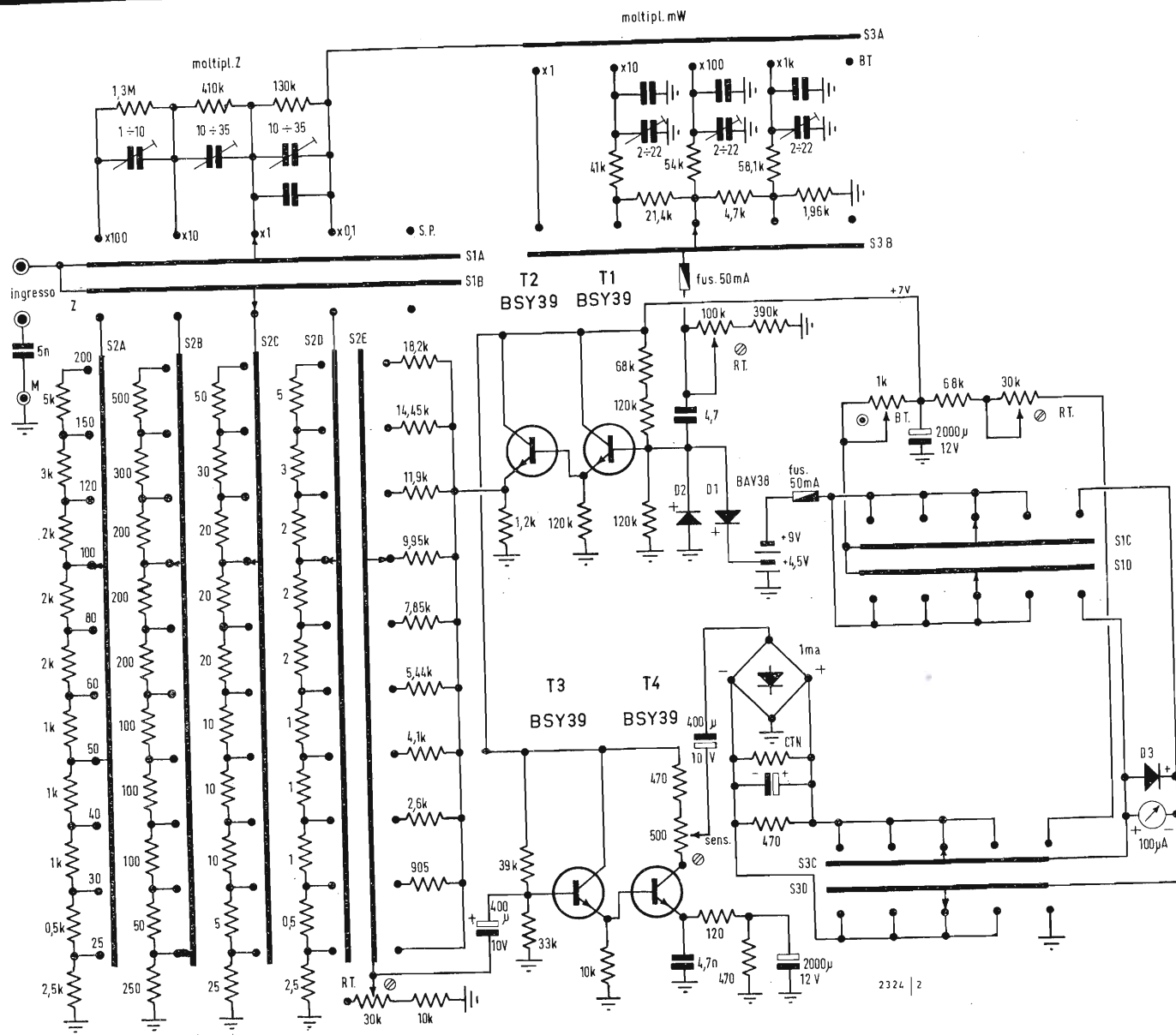



Fig. 1 - Schema elettrico.

follower collegati in cascata. I comandi di Moltiplic e Moltiplic Z sono combinati in modo che per qualsiasi valore di portata o di impedenza la tensione di ingresso al voltmetro per il valore di f.s. dello strumento sia sempre la stessa.

Il circuito amplificatore fa uso di 4 transistori al silicio del tipo BSY39.

T_1 e T_2 costituiscono i due emitter follower di cui abbiamo parlato che presentano una alta impedenza di ingresso ed una bassa impedenza di uscita.

Il segnale che si è applicato alla impedenza Z prescelto viene, attraverso il partitore costituito dal moltiplicatore di Z e dal moltiplicatore mW, applicato alla base di T_1.

L'uscita dall'emettitore di T_1 viene ridotta dal partitore che segue (S_2E a resistenza da 30 kΩ + 10 Ω) ad un valore che è funzione dell'impedenza Z prescelta. Questo segnale viene ora applicato ad un emitter follower (T_3) che ha la funzione di adattatore di impedenza tra la sorgente del segnale (resistenze 30 kΩ+10 kΩ) e l'ingresso dello stadio amplificatore T_4.

Il segnale amplificato viene prelevato dal collettore di T_4 e un circuito raddrizzatore a ponte provvede ad alimentare con il segnale,ora in c.c., lo strumento indicatore da 100 μA f.s.

La curva di rivelazione dei diodi ha un andamento contrapposto all'andamento della tensione di ingresso: ne risulta uno sviluppo quasi lineare della scala dello strumento.

Errori di manovra dei commutatori di

portata o di impedenza non danneggiano lo strumento in quanto questo prevede dei circuiti di protezione.

I due diodi BAY38 collegati all'ingresso della parte voltmetro del circuito (base del transistore T_1) hanno lo scopo di clippare il segnale di comando qualora, per errata manovra, questo raggiungesse dei livelli pericolosi; medesimo scopo, cioè protezione del circuito di ingresso, ha il fusibile 1 da 50 mA.

A protezione dello strumento indicatore è posto invece il diodo D_3.

La compensazione dei partitori di ingresso e la funzione separatrice dei due stadi ad emitter follower permettono a questo strumento di eseguire misure a frequenze anche superiori a 50 kHz. A circa — 1 dB si possono effettuare misure oltre i 100 kHz.

3. - DATI TECNICI

Campo di misura: da 1 mW a 10 W in 4 portate; da — 3 a + 40 dB riferiti a 1 mW.

Campo di frequenze: da 20 Hz a 50 kHz. Precisione di misura: entro 0,5 dB. Fedeltà: entro 0,5 dB.

Gamma di impedenze: 25-30; 40-50; 60-80; 100-120; 150-200 Ω con moltiplicatore per 0,1 1, 10, 100; totale 40 valori.

Precisione delle impedenze: ± 5%.

Taratura: valore efficace per tensioni sinusoidali. Misura: valore medio.

Alimentazione: Due pile tipo piatto 4,5 V ciascuna.

Durata batterie: circa 250 ore. Dimensioni: 200 × 160 × 235 mm. Peso: circa 4,5 kg.

4. - COMANDI

I comandi di questo strumento sono semplici e di chiarissimo uso, ad ogni modo ne elenchiamo qui le funzioni:

Selettore di impedenza: commutatore a dieci posizioni che permette la scelta del carico da utilizzare nella misura tra i valori indicati nei dati tecnici; complementare a questo vi è un secondo commutatore (moltiplicatore di impedenza) a cinque posizioni, che consente di variare il valore dell'impedenza prescelta moltiplicandolo ×0,1, × 1, × 10 × 100; la quinta posizione indicata SP costituisce l'interruttore generale dello strumento.

Il terzo commutatore, anche questo a 5 posizioni (moltiplicatore di portata) permette la scelta della portata dello strumento che può essere tramite esso moltiplicato × 0,1, × 1, × 10, × 100. La quinta posizione è prevista per il controllo dello stato di carica delle batterie (posizione B.T.).

Vi sono inoltre i due morsetti di ingresso.

5. - MODALITÀ D'USO

Una volta acceso lo strumento spostando il moltiplicatore di impedenza dalla posizione S.P. si esegue il controllo delle batterie portando il moltiplicatore di portata sulla posizione B.T.

In queste condizioni l'indice dello strumento deve portarsi nel tratto di scala segnato BT (tratto nero).

Se l'indice non si porta in questo tratto bisogna agire sulla regolazione batterie posta sul retro dello strumento.

Questo deve essere regolato sino a quando l'indice si porta nel tratto nero della scala; qualora anche intervenendo su questa regolazione la cosa non fosse possibile, le batterie sono da sostituire in quanto scariche.

Per evitare errori nella misura è opportuno eseguire sempre prima dell'uso dello strumento questo controllo.

Accertato quindi che l'apparecchiatura è in grado di funzionare regolarmente si procede, agendo sui comandi di impedenza e di moltiplicatore, alla scelta del carico desiderato Si esegue ora la scelta della portata in watt agendo sul relativo commutatore partendo dalla posizione BT e azionandolo verso sinistra: in questo modo si inizia dalla portata più alta (× 100) verso la più bassa sino a quando l'indice si porta verso il centro della scala (condizione questa utile per una lettura corretta).

Se si vogliono eseguire le letture in dB (rispetto ad 1 mW) si deve eseguire la somma algebrica della cifra indicata dallo strumento e della cifra letta sul commutatore di portata. Per stabilire per quale valore di impedenza di carico si ha la massima potenza si predispone il comando moltiplicatore di portata su un valore uguale o maggiore a quello previsto per il circuito in esame. Si varia il valore dell'impedenza sino a quando lo strumento indica la massima uscita. Il prodotto delle indicazioni dei due comandi (impedenza e moltiplicatore della stessa) darà il valore della impedenza per la quale si ha la massima potenza di uscita e corrisponderà, come noto, al valore dell'impedenza di uscita del circuito in misura.

6. - MANUTENZIONE

È importante tenere sotto controllo le batterie non solo per verificare il loro stato di carica ma anche per controllare lo stato di conservazione.

In alcuni tipi di batterie si possono avere perdite di acidi che intaccano fortemente le parti metalliche; quindi se si riscontrano dei principi di corrosione eliminare le batterie e sostituirle con altre nuove. Se con le batterie in buone condizioni lo strumento non desse alcuna indicazione, controllare il fusibile da 50 mA e sostituirlo nel caso sia interrotto.

La TES fornisce su richiesta un accessorio che estende il campo di misura sino a 40 W. Le misure di questa potenza sono possibili solo sui valori di impedenza 2,5-3-4-5-6-8-10-12-15-20 Ω.

A

dott. ing. A. Longhi

Applicazioni pratiche di transistori ad effetto di campo*

I transistori a effetto di campo (F.E.T. per impiegare la comune sigla anglosassone, che è composta con le iniziali di Field Effect Transistor) hanno ora raggiunto « l'età della ragione »; vieppiù impiegati in numerosi circuiti, i transistori di questo tipo hanno visto il loro prezzo diminuire sensibilmente, il che, unitamente alle loro notevoli proprietà intrinseche, dovrebbe assicurare loro una forte diffusione negli anni prossimi.
È per questo che ci è sembrato utile riunire, in poche pagine, un certo numero di schemi di applicazioni pratiche dei F.E.T., dedotte essenzialmente dalle documentazioni « Siliconix » e « Texas-Instruments » che citiamo nella bibliografia.
Scopo dell'autore non è di fornire i metodi generali di calcolo dei circuiti a F.E.T., ma di indicare ai suoi lettori un certo numero di applicazioni tipiche, precisando, s'intende, le relazioni fondamentali sfruttate, affinché sia possibile, se necessario, modificare un certo numero di caratteristiche dei circuiti corrispondenti.

1. - CIRCUITI LINEARI

1.1. - Preamplificatore ad alta impedenza.

Si utilizzano i transistori a effetto di campo negli amplificatori di segnali alternativi di bassa frequenza, soprattutto per ottenere impedenze d'entrata altissime. Un F.E.T. perciò, in linea di principio, viene unicamente impiegato negli stadi di entrata.
In conseguenza, un simile transistore è più spesso impiegato in modo da trarre il miglior profitto possibile dalla sua caratteristica più utile, cioè dalla sua alta impedenza di entrata. È per questo che i circuiti di entrata sfruttano quasi sempre un reazione positiva detta « bootstrap », secondo una tecnica già usata nei circuiti a tubi elettronici e che è familiare ai nostri lettori. È inoltre, in generale desiderabile accoppiare direttamente il F.E.T. con un transistore bipolare (cioè un transistore ordinario *p-n-p* o *n-p-n*), in modo da controreazionare la sorgente (source), o

(*) *Toute l'Electronique*, maggio 1967, pag. 163.

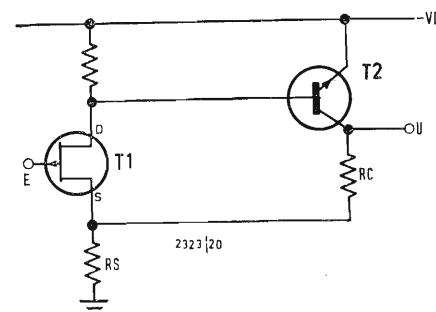



Fig. 1 - Schema di principio della coppia F.E.T. n-p-n ad alta impedenza di entrata. Il guadagno di tensione del circuito è approssimativamente uguale a $(R_c + R_s)/R_s$.

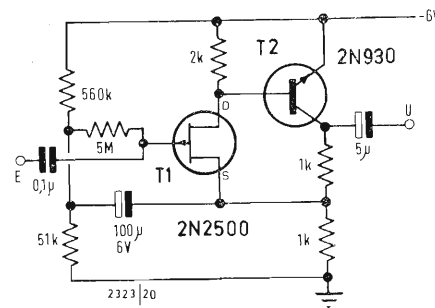



Fig. 2 - Amplificatore (guadagno = 2) ad alta impedenza di entrata (Z_{in} = 180 MΩ a 100 Hz) e a bassissimo fruscio.

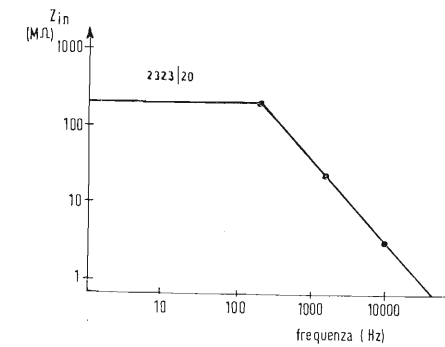



Fig. 3 - Variazione dell'impedenza di entrata dell'amplificatore di fig. 2 in funzione della frequenza.

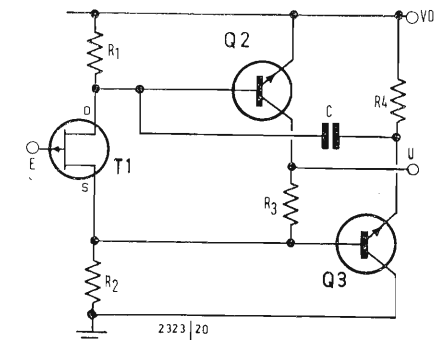



Fig. 4 - Accoppiando due transistori e un F.E.T. è possibile « bootstrappare » simultaneamente la sorgente e l'assorbitore del F.E.T., eliminando così l'influenza delle capacità parassite del circuito.

Tabella 1 - Fattore di rumore dell'amplificatore di fig. 2 in funzione della frequenza; la resistenza di sorgente ottima dipende dalla frequenza.

Frequenza	10 Hz	100 Hz	1 MHz	10 MHz
R_s	20 MΩ	2 MΩ	200 kΩ	20 kΩ
Fattore di rumore [dB]	7	3	1,5	1,2

Fig. 5 - Amplificatore (guadagno = 2) ad alta impedenza e a bassissima capacità di entrata, realizzante il principio mostrato in fig. 4.

anche contemporaneamente la sorgente e l'assorbitore (drain), per diminuire l'impedenza di uscita e ridurre le capacità di entrata (che sono, non dimentichiamolo, moltiplicate dall'effetto Miller). Lo schema di principio del circuito doppio F.E.T. - transistore bipolare impiegato nella maggior parte degli amplificatori c.a., è indicato in fig. 1. L'assorbitore *D* (drain) del F.E.T. « pilota » direttamente la base del transistore *n-p-n*, il cui collettore alimenta la sorgente del F.E.T., in fase al segnale d'entrata. Le prestazioni di bassa frequenza di questo circuito sono facilmente calcolabili, a condizione di ammettere, per es., che l'impedenza di entrata di T_2 sia nulla, e che il suo guadagno di corrente h_{21} sia alto. Tutto va allora, come se la resistenza di sorgente R_s fosse moltiplicata per h_{21}. In queste condizioni, il guadagno in tensione diviene approssimativamente uguale a:

$$A_v \simeq \frac{R_s + R_c}{R_s}$$

Lo schema pratico di un simile circuito è dato in fig. 2. La resistenza di polarizzazione di « porta » è 5MΩ in c.c. ed è « bootstrappata » dal condensatore di 100 μF, il che ne moltiplica il valore apparente in c.a. per il fattore $1/(1 - V_s/V_e)$, ove V_s è la tensione di sorgente e V_e la tensione di entrata. Ciò consente di ottenere i valori alti di impedenza di entrata indicati con la curva di fig. 3. Si noti, tuttavia, che questa impedenza di entrata diminuisce rapidamente al di là di 100 Hz, poichè il guadagno circuitale del complesso diminuisce quando la frequenza aumenta, a motivo delle varie capacità parassite.
Questo circuito è anche interessante per il suo eccellente fattore di rumore, su impedenza alta di sorgente, a frequenza bassissima; il F.E.T. è verosimilmente il solo dispositivo che permetta di ottenere fattori di fruscio così buoni (v. tabella 1).
In un circuito di questo tipo è possibile eliminare quasi totalmente le capacità parassite dovute all'effetto Miller, « bootstrappando » simultaneamente la sorgente e l'assorbitore del F.E.T.; in queste condizioni le tensioni di sorgente e di assorbitore variano in fase e con la stessa ampiezza della tensione di porta (tensione di entrata); la fig. 4

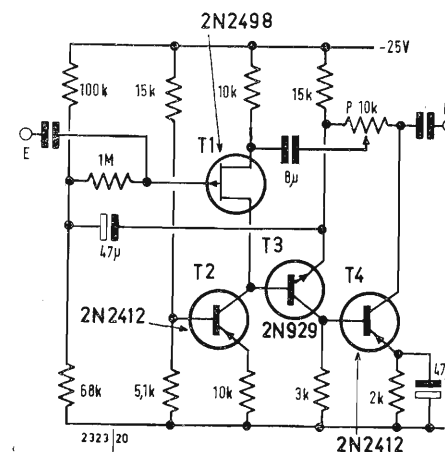
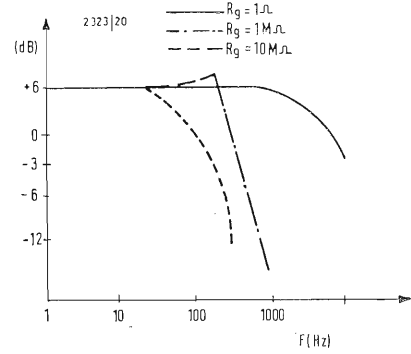



Fig. 6 - La curva di risposta dell'amplificatore di fig. 5 dipende dalla resistenza della sorgente del generatore (R_g).

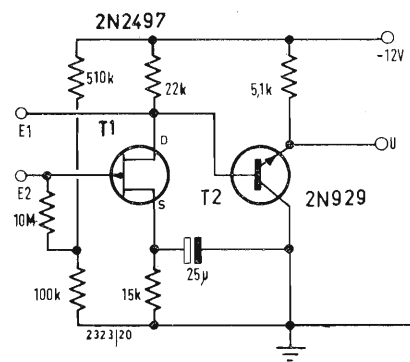



Fig. 7 - Preamplificatore semplice di alte prestazioni, destinato ad un microfono a condensatore.

indica lo schema di principio di un simile circuito.

Le capacità parassite del F.E.T. diventano allora trascurabili rispetto alle capacità di entrata del circuito, le quali assumono importanza. In questo caso, la miglior soluzione consiste nello schermare completamente lo stadio di entrata e i cavi di collegamento, e nel collegare questo schermo alla sorgente del F.E.T., secondo una tecnica già descritta da M. Scroggie per circuiti a tubi elettronici.

La fig. 5 indica uno schema pratico, che sfrutta questa tecnica. È stato necessario aggiungere il transistore T_4, perchè i guadagni dei primi stadi sono leggermente inferiori all'unità. Il livello del segnale che si inietta nell'assorbitore, viene regolato dal potenziometro P di 10 kΩ. La sua regolazione è estremamente critica, perchè un guadagno superiore a 1 può provocare oscillazioni parassite. Il progettista di questo schema (Texas Instruments) raccomanda di far amplificare segnali quadrati al circuito ad una frequenza intorno a 10 kHz e di regolare P in modo da ottenere un superamento minimo sul segnale quadrato di uscita.

Il guadagno in bassa frequenza di questo amplificatore è approssimativamente 6dB e diminuisce quando la frequenza aumenta. La sua frequenza di taglio dipende dalla resistenza del generatore, come indicano le curve di risposta di fig. 6. Si vede che con una resistenza di sorgente di 1 MΩ, valore già notevole, il guadagno resta costante fino oltre 100 kHz, il che è assolutamente importante (fig. 6).

1.2. - Preamplificatore per microfono a condensatore

Lo schema equivalente di un microfono a condensatore è costituito da un generatore di tensione e da una capacità (montata in serie) il cui valore può variare fra 50 pF e 200 pF. È dunque necessario, se si vuole ottenere una curva soddisfacente in bassa frequenza, usare un amplificatore a fortissima impedenza di entrata; anche in questo caso, il F.E.T. rappresenta una soluzione da scegliere; basso peso, piccolo ingombro, basso prezzo, piccolo consumo! Lo schema di fig. 7 mostra un preamplificatore semplice ed economico per microfono a condensatore. Il microfono è inserito fra la porta e l'assorbitore di T_1; esso fa dunque parte della rete di controreazione globale, il che moltiplica il valore apparente della sua capacità in serie, per il guadagno di tensione del circuito (effetto Miller).

Conviene qui notare che i collegamenti fra il microfono e il primo stadio devono essere i più brevi possibili, per diminuire le capacità dei cavi di collegamento, le quali diversamente diminuirebbero notevolmente le prestazioni del circuito.

Al contrario, grazie al circuito con collettore in comune, l'impedenza di uscita del circuito è bassissima, così che il transistore può praticamente alimentare un cavo di una lunghezza fino a 200 m, senza che le sue prestazioni alle alte frequenze degradino sensibilmente. Le prestazioni sono eccellenti, come indica la fig. 8, che dà le curve di risposta e la distorsione al livello di uscita costante di 100 m V_{eff}.

1.3. - Amplificatore differenziale

È possibile utilizzare i F.E.T. in circuito differenziale; tuttavia, anche scegliendo transistori equilibrati, la stabilità del circuito è lontana dall'essere soddisfacente, e sono ancora necessari progressi tecnologici notevoli, prima che si possano raggiungere prestazioni paragonabili a quelle dei transistori bipolari.

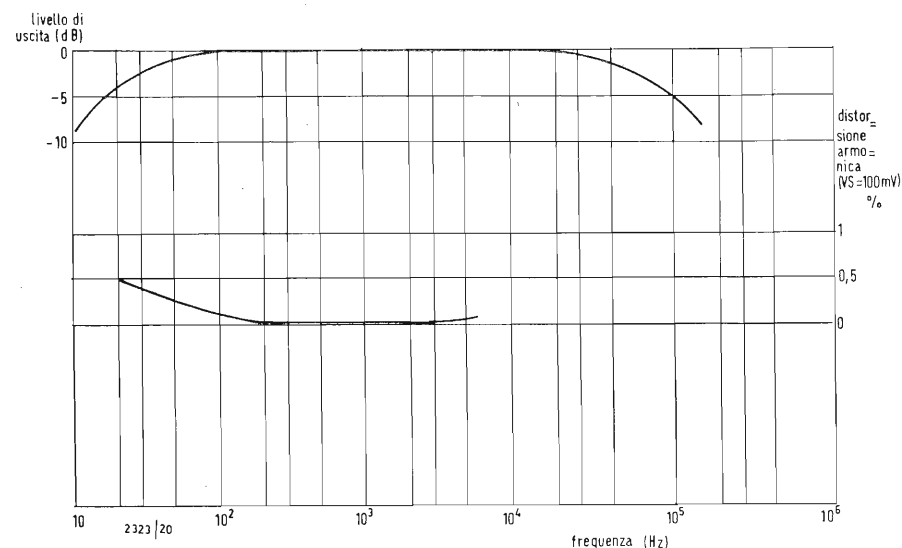



Fig. 8 - Curva di risposta e di distorsione in funzione della frequenza del preamplificatore della fig. 7.

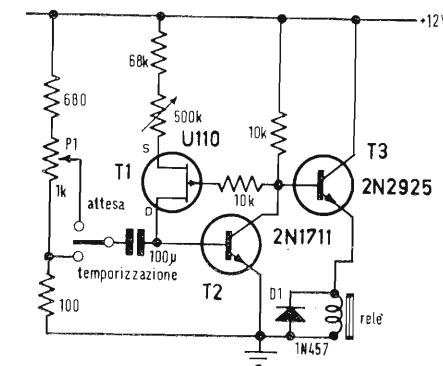



Fig. 11 - Temporizzatore sfruttante una sorgente di corrente costante a F.E.T. Questa corrente carica linearmente il condensatore di temporizzazione; il ritardo regolato dal potenziometro P_1, può variare da 0 a 65 sec. coi valori indicati nello schema, pur restando del tutto indipendente dalla tensione di alimentazione.

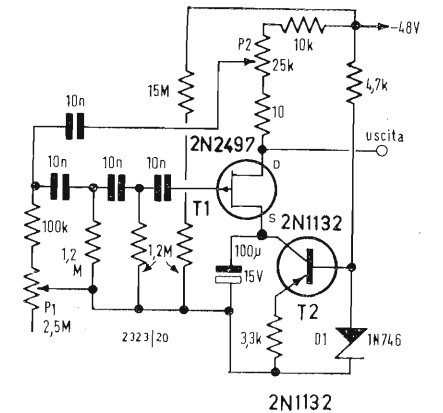



Fig. 12 - Oscillatore a sfasamento a F.E.T. La frequenza nominale di oscillazione è 10 Hz, con i valori dello schema; essa può essere regolata a qualche Hz circa, grazie al potenziometro P_1. Il potenziometro P_2 permette di regolare il guadagno del circuito, in modo da ottenere la distorsione minima.

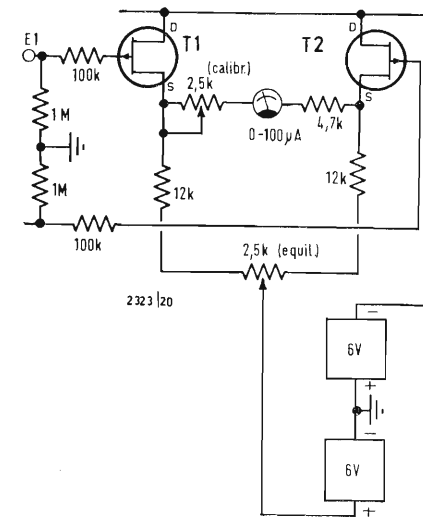



Fig. 9 - Schema di un voltmetro differenziale semplice a F.E.T.

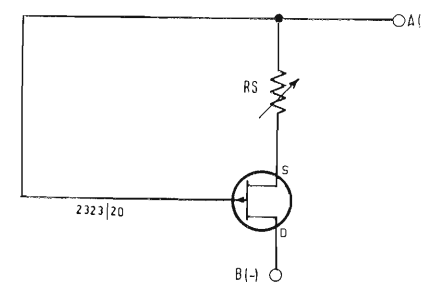



Fig. 10 - Generatore di corrente costante a F.E.T. La corrente è indipendente dalla tensione fra A e B, ammesso che questa non superi la tensione di smorzamento.

Il vantaggio dell'impiego dei F.E.T. in questo tipo di circuito, risiede soprattutto negli alti valori dell'impedenza di entrata, che essi permettono di ottenere. Però, la corrente di fuga di porta di un transistore a effetto di campo può costituire una difficoltà quando la resistenza del generatore è alta. Una piccola corrente comporta infatti una caduta di tensione non trascurabile sulla resistenza del generatore, la quale resistenza non si può in pratica prendere superiore a 1 MΩ. La fig. 9 mostra uno schema semplice di amplificatore differenziale a F.E.T., usato per un voltmetro ad alta impedenza di entrata.

1.4. - Elettrometria

Per ricordo segnaleremo una delle applicazioni più promettenti dei F.E.T.: si tratta dei circuiti elettrometri. Tuttavia, per il momento, le ricerche sono in corso e sono anche necessari molti progressi prima che le prestazioni siano realmente soddisfacenti e che l'affidamento dei F.E.T. nei circuiti elettrometrici sia confrontabile a quello dei tubi elettronici. Non conosciamo circuiti effettivamente soddisfacenti, che potremmo descrivere con assoluta certezza ai nostri lettori, ma vorremmo segnalare un prototipo di laboratorio costruito da Crystalonics e descritto nella nota di applicazione ALF10, circuito la cui impedenza di entrata supera 200×19^9 Ω, con una corrente di entrata inferiore a 10^{-13} A e con una capacità di entrata trascurabile.

2. - TEMPORIZZATORI

La forte impedenza di entrata dei F.E.T. li rende l'elemento sensibile ideale per la costruzione di temporizzatori di lunga durata funzionanti sotto bassa tensione. Un simile schema è ben noto, e noi non ne parleremo. Al contrario, descriveremo un temporizzatore, di principio molto diverso, messo a punto nei laboratori della Siliconics. Questo temporizzatore usa un F.E.T. montato in circuito di sorgente a corrente costante (fig. 10). È, in realtà, facile dimostrare che in un simile circuito, la corrente erogata dal F.E.T. è costante e indipendente dalla tensione ai suoi capi, tanto che questa non supera la tensione di smorzamento. Se si carica un condensatore attraverso questo generatore di corrente, la velocità di carica sarà costante e, in prima approssimazione, indipendente dalla tensione di alimentazione. La fig 11 dà lo schema del temporizzatore sfruttante questo principio. Quando il contattore è in posizione « attesa », il condensatore di temporizzazione si carica alla tensione V, definita dal ponte divisore. Quando si porta il contattore in posizione « temporizzazione », il condensatore trasmette alla base di T_2 una carica negativa, che viene eliminata in modo lineare dalla sorgente di corrente. A partire dal momento in cui T_2 comincia a sbloccarsi, la tensione di porta del F.E.T. diviene meno positiva. La corrente che essa eroga cresce e, per un effetto di reazione positiva, la corrente che attraversa il F.E.T. aumenta. Il transistore T_2 diviene conduttore e così il relé oscilla.

Il ritardo in secondi è uguale a:

$$t = C \frac{V + V_{BE}\,(\text{sat.})}{I_D}$$

dove V_{BE}(sat.) è la tensione base-emettitore di T_2 alla saturazione, C è in μF, V e V_{BE} sono in V e I_D è in μA.

È possibile regolare il ritardo col potenziometro P_1. Convenientemente polarizzato questo circuito consente una precisione di $\pm$ 1 % del tempo di ritardo, nell'intervallo di temperature estendentesi da 0 a 75°C.

3. - OSCILLATORI SINOIDALI

L'alta impedenza di entrata dei F.E.T. li rende perfettamente adatti agli stadi di entrata degli oscillatori sinoidali, particolarmente alle bassissime frequenze, dove si desidera usare capacità di valore ragionevole, cioè resistenze alte. In questo ambito i F.E.T. ci permettono, ancora una volta, di ritrovare uno dei notevoli vantaggi offerti dai tubi elettronici, dimenticato coi transistori bipolari.

3.1. - Oscillatori a sfasamento

La fig. 12 rappresenta lo schema di un oscillatore a sfasamento funzionante alla frequenza centrale di 10 Hz, regolabile nell'intorno di qualche Hz, mediante il potenziometro P_1. Questo circuito impiega una rete sfasatrice a 4 maglie, la cui frequenza di oscillazione è data da:

$$f_{osc} \cong \sqrt{\frac{0,7}{2\pi RC}}$$

Il guadagno, per avere oscillazione deve essere superiore a 18,4. Quando il guadagno è minore, questo circuito diviene un eccellente amplificatore selettivo a bassissima frequenza, che può essere molto utile in numerose applicazioni. Il potenziometro P_2 regola il guadagno del complesso e permette di usare il circuito come amplificatore selettivo o come oscillatore; la distorsione è tanto minore, quanto più basso è il guadagno. Bisogna perciò regolare con cura P_1 molto vicino alla soglia d'innesco. Se invece si desidera una stabilità molto buona in ampiezza (il tasso di distorsione non essendo critico), è preferibile regolare P_2 molto al di là della soglia d'innesco, affinchè l'amplificatore sia ben saturato.

A questo proposito si ricordi che la frequenza di oscillazione di una rete a 3 maglie è data da:

$$f_{osc} \cong \sqrt{\frac{1}{12\pi RC}}$$

e che il guadagno necessario per l'entrata in oscillazione deve essere superiore a 29.

3.2. - Oscillatore a ponte di Wien

In fig. 13 è dato lo schema completo di un oscillatore a ponte di Wien, impiegante un condensatore a 2 sezioni, di tipo comune nei radioricevitori. Anche qui si sfrutta l'alta impedenza di entrata dei F.E.T., che permette di ottenere oscillazioni di frequenza relativamente bassa (20 Hz con un condensatore di dimensioni molto ben accettabili). Lo schema, semplicissimo, non richiede alcuna particolare spiegazione; si nota solo che i termistori di stabilizzazione dell'ampiezza sono sostituiti da 2 lampadine da 110 V, 3 W, d'impiego più comodo e più facili da trovare in commercio. Le caratteristiche sono le seguenti: da 20 Hz a 40 kHz in 4 gamme; stabilità di frequenza $\pm$ 1,5% sulla prima gamma e 0,25% sulle altre gamme; distorsione armonica inferiore all'1% su tutte le gamme.

4. - CIRCUITI DI COMMUTAZIONE

4.1. - Bascula di Schmitt

Lo schema di fig. 14 non ha bisogno di commenti; esso è rigorosamente uguale allo schema classico di tutte le bascule di Schmitt; i tubi elettronici o i transistori sono qui sostituiti dai F.E.T., i vantaggi dei quali sono i seguenti:
— impedenza di entrata alta, fissata dalla resistenza di entrata di 1 MΩ (sarebbe possibile scegliere un valore superiore di resistenza, ma la stabilità del livello di entrata lascerebbe a desiderare, a motivo delle correnti di fuga di « porta » dei transistori a effetto di campo);
— Tensione d'isteresi piccolissima (si ricordi che la tensione di isteresi è uguale alla differenza V_{on} — V_{off}) 5 mV, grazie all'uso di un diodo zener;
— tempi di commutazione inferiori a 300 ns.

Sarebbe possibile migliorare i tempi di commutazione e aumentare l'impedenza di entrata del circuito, sostituendo i 2N2608 con dei 2N3376. In questo caso, bisognerebbe sostituire la resistenza di « porta » di 1 MΩ con una resistenza di 10 MΩ o anche di 100 MΩ.

Fig. 13 - Oscillatore a ponte di Wien, utilizzante un transistore a effetto di campo nello stadio di entrata.

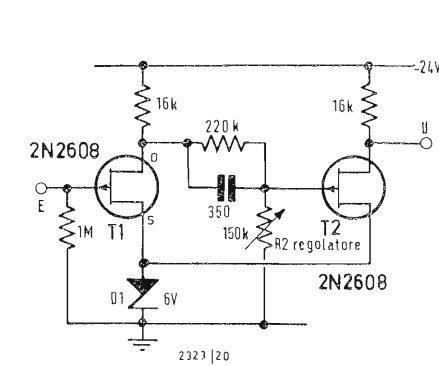



Fig. 14 - Bascula di Schmitt ad alta impedenza di entrata.

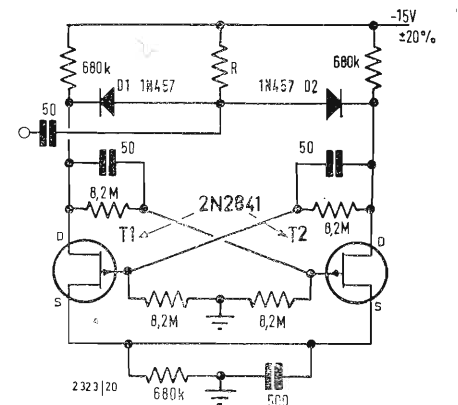



Fig. 15 - Flip-flop a bassissimo consumo (180 µW). La tensione di innesco è 7,5 V. La tensione di uscita è pure 7,5 V in circuito aperto, e la frequenza massima d'orologio è 1 KHz.

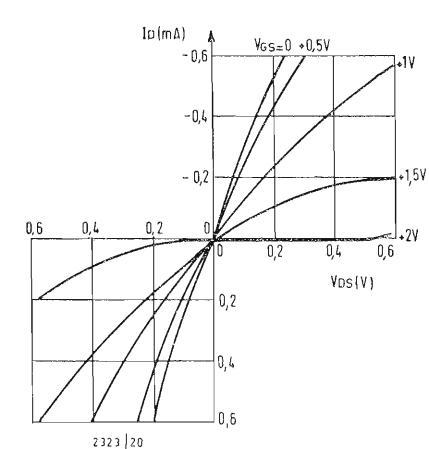



Fig. 16 - Caratteristica I_D/V_{DS} di un 2N2609 in funzione della tensione porta-sorgente V_{GS}.

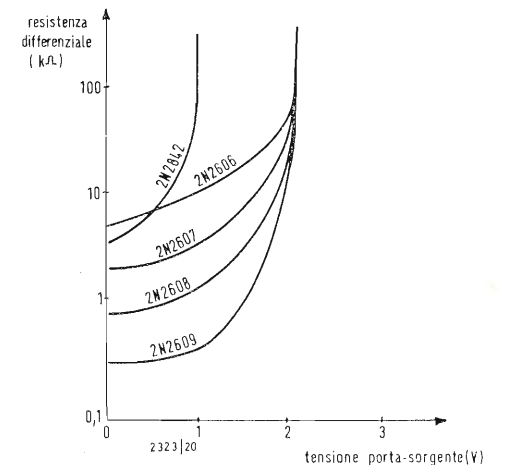



Fig. 17 - Resistenza differenziale assorbitore-sorgente di diversi F.E.T. in funzione della tensione porta-sorgente V_{GS}.

Fig. 18 - Il controllo automatico di guadagno è assicurato in questo amplificatore dalla variazione della resistenza dinamica assorbitore-sorgente di T_3 sotto l'effetto della tensione di C.A.G.

4.2. - Flip-flop

Anche il circuito di fig. 15 non richiede alcun commento. Il suo pregio principale è il suo piccolissimo consumo: inferiore a 180 µW a 1 kHz, che è la frequenza massima di funzionamento.

5. - USO DEI F.E.T. COME RESISTENZA CONTROLLATA

Quando la tensione « assorbitore-sorgente » di un F.E.T. è minore di V_p (tensione di pinzamento), il F.E.T. si comporta come una resistenza comandata dalla tensione « porta-sorgente » (fig. 16). La resistenza differenziale « assorbitore-sorgente » in un punto di una curva a V_{gs} costante è, infatti, l'inverso della pendenza della tangente in questo punto. Si vede che questa resistenza non è molto lineare e bisogna perciò che le variazioni di tensione siano abbastanza piccole, se non si vuole introdurre una distorsione troppo forte.

La fig. 17 dà i valori tipici delle resistenze differenziali in funzione della tensione « assorbitore-sorgente », il parametro principale è la tensione « porta-sorgente » per vari tipi di transistori a effetto di campo. Bisogna notare che questi valori possono variare abba-

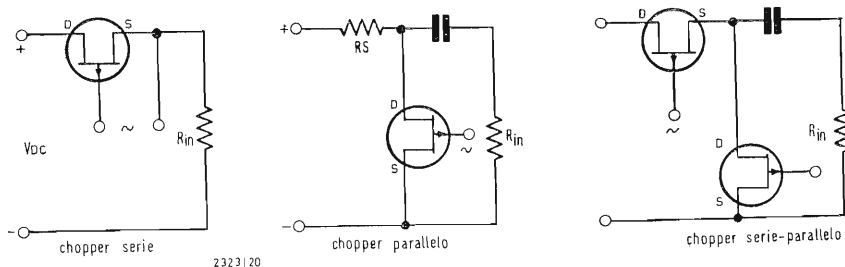



Fig. 20 - I tre tipi di « Chopper » a F.E.T.

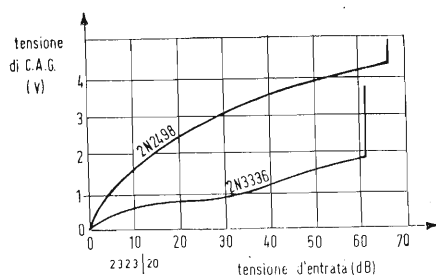



Fig. 19 - Tensione di entrata, a tensione di uscita costante, in funzione della tensione di C.A.G. per 2 tipi di transistori a effetto di campo.

stanza fortemente da un'unità all'altra, per un dato tipo di transistore.

5.1. - Comando automatico di guadagno

Una delle prime applicazioni possibili di questa resistenza differenziale variabile e d'uso di un F.E.T. in un circuito di amplificatore, a guadagno controllato da una tensione continua. Se questa tensione di controllo è asservita al livello di uscita dell'amplificatore, si può ottenere, secondo il segno dell'asservimento, sia un sistema di cóntrollo automatico di guadagno (C.A.G.), sia un espansore di dinamica. La fig. 18 indica un metodo semplice per ottenete un tale controllo: basta sintetizzare una resistenza variabile di emettitore per mezzo del F.E.T. T_3; T_2 costituisce una sorgente di corrente di alta impedenza e che polarizza l'emettitore di T_1, pur rappresentando un carico dinamico minimo per T_3.

Data la semplicità del circuito, l'efficacia di questo controllo è sorprendente, come mostra la fig. 19, che dà la tensione di C.A.G. a livello di uscita costante, in funzione della tensione di entrata.

5.2. - Chopper a F.E.T.

Se ci riferiamo nuovamente alla curva di fig. 17, si vede che (con un transistore 2N2609) quando la tensione « sorgente-porta » varia da 0 a 3 V, la resistenza « assorbitore-sorgente » varia da circa 300 Ω ad un valore quasi infinito. Si tratta anche di una resistenza pura; cioè in circuito aperto, quando il F.E.T. è conduttivo (V_{GS} = 0), non c'è alcuna tensione residua fra l'assorbitore e la sorgente. Il F.E.T. presenta dunque notevoli vantaggi rispetto al transistore bipolare per l'uso come « chopper » ed è, senza dubbio, qui che esso viene più largamente usato. Sotto molti riguardi, le sue prestazioni si approssimano a quelle dei chopper meccanici, ma il suo impiego è molto più facile e molto più economico.

Tuttavia, nella condizione di bloccaggio, la giunzione di porta è polarizzata inversamente ed una corrente residua, non trascurabile, circola fra gli estremi del circuito; inoltre quando il chopper è modulato in c.a., la capacità « porta-assorbitore » è relativamente forte (qualche picofarad). Questi due difetti, relativamente secondari, possono essere corretti abbastanza facilmente. I parametri di interesse per l'impiego di un F.E.T. come chopper sono perciò:

— la sua resistenza allo stato di conduzione, che può variare da 10 kΩ a 60 Ω secondo il tipo (e il prezzo!) del transistore;

— la sua capacità « porta-assorbitore »;

— la sua corrente inversa di porta, che dà una tensione di errore variabile da 5 a 10 μV, in un circuito semplice non compensato.

La resistenza di bloccaggio non è un parametro importante, poichè essa è generalmente trascurabile rispetto alle capacità parassite. Esattamente come coi transistori bipolari, tre configurazioni sono possibile: « chopper » serie, « chopper » parallelo e « chopper » serie-parallelo (fig. 20). Il chopper serie è più difficile da pilotare rispetto al chopper parallelo, che gli è spesso preferito; per prestazioni notevoli, è consigliabile usare la configurazione serie-parallelo.

Si possono facilmente ottenere eccellenti prestazioni con simili « chopper ». È tuttavia preferibile, in generale, alimentarli in regime sinoidale e non con segnali quadrati per compensare gli effetti delle capacità parassite, che inducono, come si è detto, transienti disturbanti di commutazione.

6. - CONCLUSIONE

In ciò che precede si è tentato di descrivere semplicemente qualche schema molto comune impiegante F.E.T.

Il transistore a effetto di campo si presta, senza dubbio, per numerose altre applicazioni; la maggior parte sono ancora allo stato di laboratorio, ma è certo che esse conosceranno uno sviluppo notevole negli anni prossimi.

7. - BIBLIOGRAFIA

« Field Effect Transistors » di L. J. Sevin jr. (Texas Instruments and Mc Graw Hill).

Note di applicazione Siliconix, riferimenti 100 C, 103, 104 e 606.

Note di applicazione Crystalonix, rif. ANF-10.

A

Piero Soati

I ricevitori radio e la loro riparazione

Nozioni preliminari sui ricevitori radio a transistori

Precedentemente abbiamo esaminato le caratteristiche di un ricevitore a transistori Philips; adesso, illustreremo brevemente quelle proprie di un ricevitore proposto dai laboratori della SGS-Fairchild nel quale si fa uso di transistori del tipo *N-P-N* al silicio e realizzato dalla stessa casa.

Circa le differenze delle caratteristiche che presentano i transistori al silicio nei confronti di quelli al germanio, sui loro vantaggi ed altre considerazioni in proposito, come abbiamo già precisato, non ci è possibile intrattenerci in questa esposizione. Sull'argomento la casa editrice « Il Rostro » dispone di ottimi manuali come, ad esempio, quello del Ghersel: *I transistori*, nel quale sono trattati sia i principi di funzionamento sia le applicazioni pratiche.

In figura 1 è riprodotto lo schema del ricevitore che è adatto alla ricezione delle stazioni ad onde medie nella banda di radiodiffusione e nel quale si fa uso dei seguenti transistori: Q_1, Q_2, Q_3 = SE 3001; Q_4 = SE 2002; Q_5, Q_6 = SE 6002; D_1 = diodo FD 1.

La bobina di antenna, che presenta un Q a 1 MHz di 180 — 250, ha una induttanza L = 620 μH, ed è stata usata, nel prototipo, in unione ad un condensatore variabile del tipo *Mitsumi* PVC-2X.

La bobina dell'oscillatore, il cui schema è visibile in figura 2, ha un'induttanza di 365 μH (— 4% + 8%) con un Q minimo, a 795 kHz, di 120. Fra i terminali 2 e 3 sono avvolte due spire, fra i terminali 1 e 3, 119 spire e fra i terminali 4 e 5, 22 spire.

Per quanto concerne i trasformatori di media frequenza vale la tabella 1 (vedere anche la figura 3).

Il trasformatore pilota deve avere un rapporto di impedenza di 16 kΩ a 6 kΩ. Il rapporto di impedenza del trasformatore di uscita è di 450 Ω: 8 Ω.

Con l'alimentazione in corrente continua a 9 V, la corrente di emettitore dei vari stadi dovrà avere il seguente valore:

Stadio convertitore = 0,4 mA; 1° *stadio*

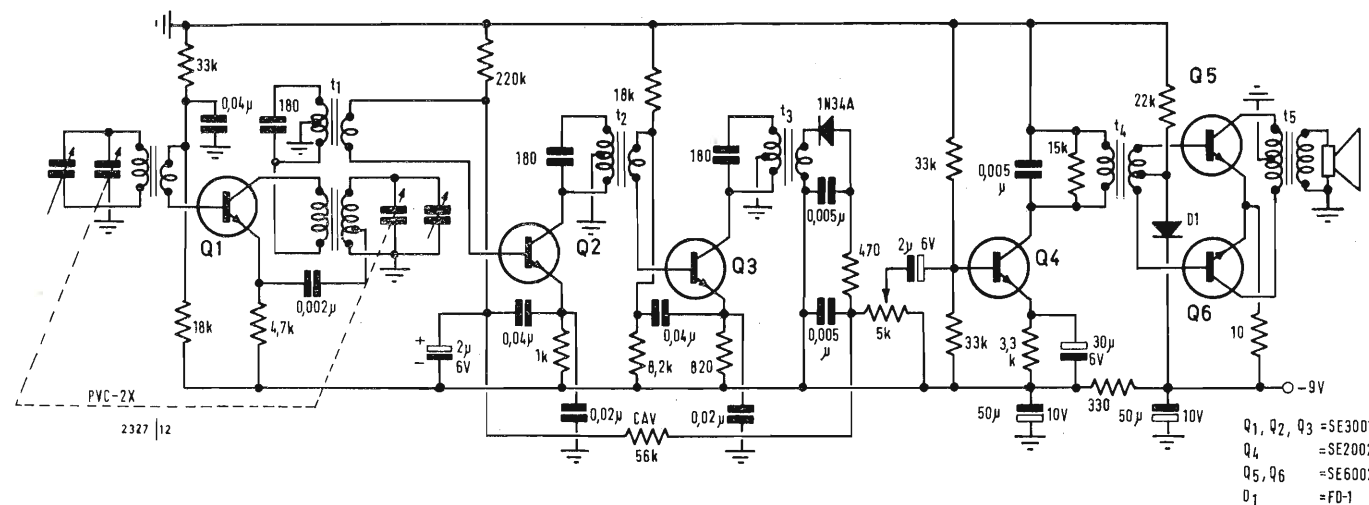



Fig. 1 - Ricevitore per onde medie con 6 transistori SGS (modello GTR 9 A).

Tabella 1

Trasformatore	Capacità (± 20 pF)	Frequenza	Q	Numero delle spire ai terminali 1—2	2—3	1—3	4—5
T_1	180	455	70	138	36	174	4
T_2	180	455	70	80	94	174	7
T_3	180	455	140	105	54	159	50

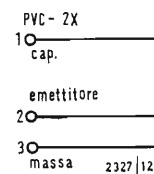



Fig. 2 - Bobina dell'oscillatore.

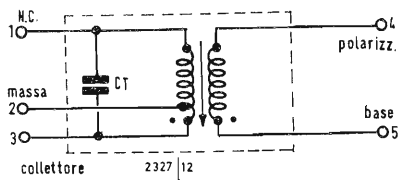



Fig. 3 - Trasformatore di media frequenza.

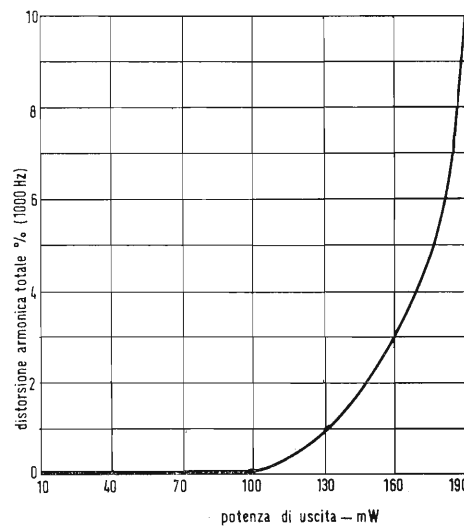



Fig. 4 - Curva caratteristica della potenza di uscita.

media frequenza = 0,5 mA; 2° *stadio media frequenza* = 1,5 mA; *stadio pilota* = 1,0 mA; *amplificatore finale* (*push-pull*) = 1,0 × 2 mA; *assorbimento totale in assenza di segnale* = 6,0 mA; *sensibilità alla base del transistore convertitore*: su 600 kHz = 2,8 μV/m; su 1000 kHz = 2,0 μV/m; su 1400 kHz = 1,8 μV/m.

Sensibilità in media frequenza (455 kHz): al rivelatore = 12.000 μV; alla base del transistore del secondo stadio di media frequenza = 900 μV; alla base del transistore del primo stadio di media frequenza = 9 μV; alla base del convertitore = 1,4 μV.

Massima potenza di uscita 230 mW. Potenza di uscita con il 10% di distorsione 190 mW.

In figura 4 si è riportata la curva relativa alla potenza di uscita ed in figura 5 quelle relative al circuito *AGC* ed al rumore caratteristico.

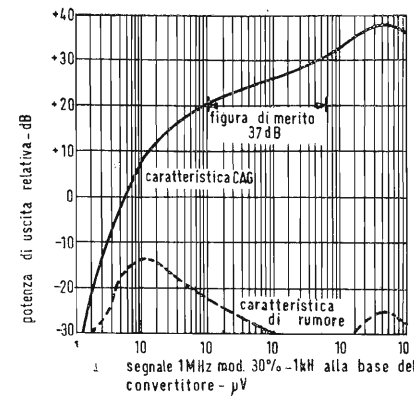
Queste brevissime note, che abbiamo dedicato all'esame di due tipici modelli di radioricevitori del commercio, hanno il solo scopo di dare al lettore la possibilità di rendersi conto del modo con il quale sono realizzati gli apparecchi che comunemente vengono immessi sul mercato.

Nel corso della nostra esposizione non mancheremo di analizzare, magari più profondamente, qualche altro tipo di ricevitore nel quale sia previsto l'impiego della modulazione di frequenza e quello delle onde corte.

1. - LA PROVA DEI TRANSISTORI

È evidente che coloro che si accingono alla riparazione degli apparecchi radio, compresi naturalmente quelli a transistori, dovranno provvedersi, oltre naturalmente che della strumentazione classica, di un buon apparecchio che consenta il rapido controllo dello stato di funzionamento dei transistori. Ciò permetterà di abbreviare il tempo preliminare che si deve dedicare all'esame generico di un apparecchio. Nei complessi a tubi elettronici questo primo controllo viene infatti eseguito con l'impiego di una provavalvole o meglio ancora previa la sostituzione di prova delle singole valvole, metodo quest'ultimo che, per quanto concerne gli apparecchi a transistori presenta maggiori difficoltà anche perchè non sempre il tecnico può avere a portata di mano i molteplici tipi di transistori adatti ad effettuarne la sostituzione sperimentale.

Nel campo dei transistori l'unificazione delle caratteristiche, anche per elementi che debbano essere destinati allo stesso impiego, è ben lungi dall'essere attuata.

A questo proposito è ben noto come la determinazione degli effettivi parametri di un transistore sia della massima importanza per il fatto che la differenza delle caratteristiche fra transistori *dello stesso tipo e della stessa marca*, allo stato attuale della tecnica, è ancora molto accentuata e pertanto la scelta di un transistore piuttosto che un altro può essere fatta soltanto mediante l'impiego di una adatta strumentazione. Ciò poi è indispensabile negli stadi controfase, negli stadi differenziati ed in quelli complementari dove sono richiesti dei transistori aventi dei parametri perfettamente identici o che comunque abbiano fra loro un ben determinato rapporto.

Fra gli apparecchi adatti ad un simile controllo e che, oltre ad un costo limitato, diano la garanzia di un buon funzionamento, abbiamo avuto occasione di provare il prova transistori « PT 161 » della TES.

Si tratta di uno strumento che consente di eseguire il controllo tanto dei transistori al germanio quanto di quelli al silicio, siano essi di tipo *P-N-P* o *N-P-N*.

Sul funzionamento e sull'uso di questo apparecchio, il cui schema elettrico è riportato in figura 6, ci intratteniamo alquanto dato che ciò, oltre a chiarire le idee sull'argomento, sarà senz'altro della massima utilità per coloro che si trovino nella necessità di effettuare dei controlli sui transistori di un apparecchio radio, sia esso un ricevitore, un amplificatore od altro dispositivo, nel quale si faccia uso di semiconduttori.

La tensione di rete dell'apparecchio (compresa fra 110 e 220 V e 50 — 60 Hz) tramite un circuito raddrizzatore è portata a 12 V di corrente continua. Il divisore, che si nota in parallelo all'uscita, ha il compito di mantenere costante la tensione al variare del carico e di fornire, inoltre, una tensione supplementare di 3 V che è richiesta per l'esecuzione di alcune misure.

Per passare dal controllo dei transistori *P-N-P* a quello dei transistori *N-P-N* la polarità dell'alimentatore e quella dello strumento sono invertite, tramite un apposito commutatore.

Mentre per le misure concernenti l'amplificazione i diodi D_1 e D_2 limitano a 4 V la tensione massima applicata al transistore fra il collettore e l'emettitore, per la prova di « *corto circuito* » e le misure delle « *correnti di fuga* », si fa uso della tensione di 3 V.

Per effettuare le prove di corto circuito di un transistore l'apparecchio viene predisposto secondo lo schema di principio di figura 7. In questa posizione la resistenza di caduta R_5 limita la corrente a 10 mA massimi. Ciò consente di avere la sensibilità massima dello strumento a 10 mA fondo scala in caso della presenza di un corto circuito.

Per la misura delle correnti « I_{cbo} » e « I_{ceo} », come si può osservare dalle figure 8 e 9, in serie al collettore è stata inserita una resistenza limitatrice. In queste condizioni la sensibilità dello strumento, che normalmente è di 1 mA fondo scala, può essere aumentata, se necessario, fino al valore di 100 μA premendo sull'apposito pulsante che è stato collocato in prossimità dello strumento.

Per eseguire la misura della amplificazione « β », come è indicato nello schema di figura 10, al transistore è applicata anche una tensione fra base ed emettitore. In queste condizioni si ha

Fig. 5 - Curva caratteristica del circuito CAG e del rumore.

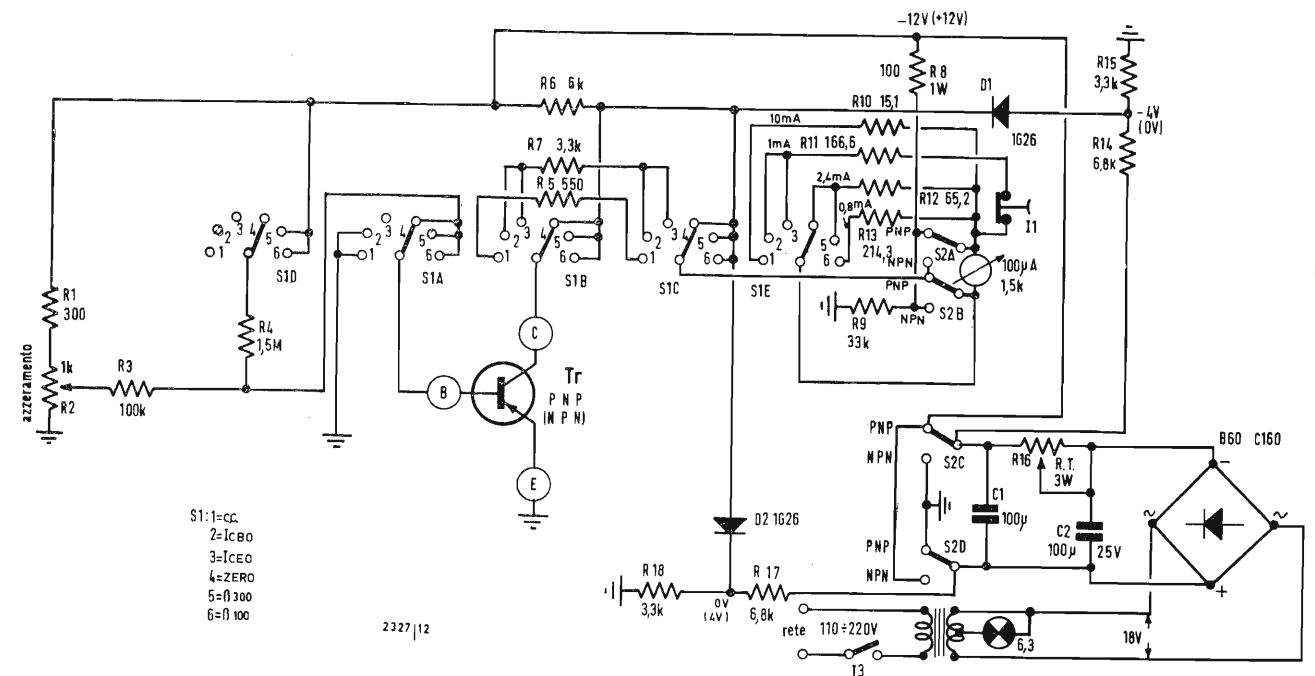



Fig. 6 - Schema di un tipico provatransistori (mod. P.T. 161 della TES).

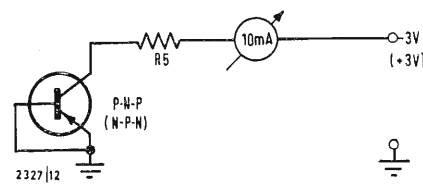



Fig. 7 - Circuito predisposto per la misura di cortocircuito.

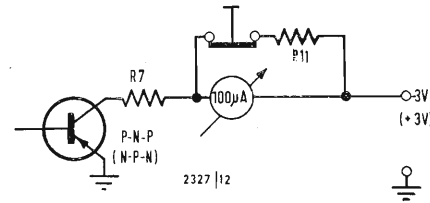



Fig. 9 - Circuiti predisposti per la misura della corrente di fuga I_{ceo}.

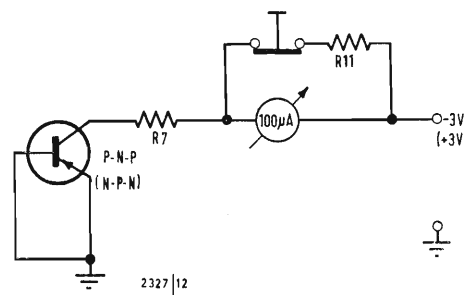



Fig. 8 - Circuito predisposto per la misura della corrente di fuga I_{cbo}.

Fig. 10 - Circuito predisposto per la misura dell'amplificazione *B*.

la circolazione di una corrente di base di circa 25 μA regolabile tramite il potenziometro R_2 in modo da ottenere il bilanciamento del circuito di misura con il ponte inserito sul collettore.

Quando si raggiungono le condizioni di equilibrio nello strumento non circola alcuna corrente.

Raggiunte le condizioni di equilibrio si inietta una corrente di base supplementare, di circa 8 μA, attraverso la resistenza, piuttosto elevata, R_4, che realizza, con buona approssimazione, una sorgente ideale di corrente. Sullo strumento è perciò indicato l'incremento di corrente che si manifesta nel circuito di collettore.

Sullo strumento sono previste due sensibilità rispettivamente di 0,8 mA e di 2,4 mA fondo scala, che vengono determinate una volta per sempre in sede di taratura.

Le scale sono tarate direttamente in valori di « β ».

È opportuno ricordare che si definisce come amplificazione statica di corrente il rapporto fra una variazione della corrente di collettore I_c e la corrispondente variazione della corrente di base I_b che l'ha provocata, e cioè:

$$\beta = \frac{\delta I_c}{\delta I_b}$$

In linea di massima la precisione delle correnti di fuga « I_{cbo} » e « I_{ceo} » risulta, in questo caso, migliore del $\pm$ 2% e quella dell'amplificazione di corrente del $\pm$ 10%, valori questi accettabili per uno strumento destinato ai radioriparatori.

Per procedere al controllo dei transistori, a qualsiasi tipo essi appartengano, si dovranno eseguire le seguenti operazioni.

Portare l'interruttore di rete sulla posizione di spento ed il commutatore per la misura del corto circuito sulla posizione « *CC* ». Il commutatore *P-N-P N-P-N* dovrà essere portato nella posizione che corrisponde al tipo di transistore in prova.

I tre morsetti ai quali dovranno essere collegati i transistori da provare sono contrassegnati da lettere che corrispondono al seguente codice: *E* = emettitore; *C* = collettore; *B* = base.

Il terminale di collettore è facilmente individuabile sul transistore essendo generalmente segnato con un punto di colore rosso o di altro colore. Taluni tipi di transistori hanno i terminali talmente corti che non potrebbero essere collegati direttamente ad un apparecchio di controllo; in questo caso si ricorre all'uso di cavetti ausiliari, muniti di pinze di contatto, che in genere sono forniti con gli apparecchi.

Portando lo strumento della posizione « *CC* » si potrà constatare la presenza di un eventuale corto circuito fra il collettore e gli altri elettrodi. La presenza di un corto circuito è segnalata dall'indice dello strumento che si sposta verso un dato settore della scala, che in questo caso è colorato in rosso. Questa prova deve essere eseguita sempre per prima. Si passerà ad effettuare le prove successive soltanto se l'indice dello strumento non avrà subito una sensibile deviazione.

Portando lo strumento nella posizione « I_{cbo} » si effettua la misura della corrente di collettore con tensione nulla fra la base e l'emettitore essendo la base collegata direttamente al collettore stesso.

Nella posizione « I_{ceo} » viene effettuato ugualmente il controllo della corrente di collettore, come nel caso precedente, ma con la corrente di base nulla essendo in queste condizioni aperto il circuito di base.

È da tenere presente che queste due correnti riscontrate nei due casi, rappresentano *le correnti di fuga di collettore e di conseguenza tanto più esse risultano ridotte tanto migliore è la qualità del transistore*. Mentre infatti « I_{cbo} » indica la corrente di fuga della giunzione di collettore considerata come diodo, cioè come se la giunzione di emettitore non esistesse, « I_{ceo} » determina la corrente di fuga di collettore in serie con la giunzione base-emettitore.

Essa generalmente risulta molto maggiore di « I_{cbo} ».

Infatti la corrente di estrema base è nulla, ma la base sarà ancora percorsa

Fig. 11 - Procedimento da seguire per sostituire un componente di un circuito stampato.

dalla corrente I_{cbo} ed a causa del principio di funzionamento del transistore produrrà nel collettore una corrente di intensità $\beta \cdot I_{cbo}$ dove β indica l'amplificazione di corrente.

L'intensità complessiva della corrente di collettore ammonterà quindi a:

$$I_{ceo} = I_{cbo} + \beta \cdot I_{cbo} = (1 + \beta)\ I_{cbo}$$

Il valore della corrente di fuga dipende essenzialmente dalla temperatura ed essa, per la maggior parte dei transistori, si raddoppia qualora si verifichino degli incrementi della temperatura dell'ordine di 7 — 10°C. Pochissima influenza, sempre sulla corrente di fuga, è provocata invece dalla tensione di misura. Taluni costruttori usano indicare il simbolo I_{cbo} con I_{co}, e l'amplificazione di corrente « β » con i simboli h_{fe}, h_{21} ed altri.

Con lo strumento che abbiamo preso in esame la misura dell'amplificazione si esegue portando il commutatore sulla posizione zero, effettuando l'azzeramento e quindi commutando sulle posizioni β 300 o β 100.

Un buono strumento per la misura dei transistori deve disporre di opportuni accorgimenti che impediscano, anche in caso di manovre errate di tecnici meno esperti che potrebbero collegare ai morsetti un transistore del tipo *P-N-P* con il commutatore in posizione *N-P-N* o viceversa, di danneggiare il transistore stesso. Le misure sui transistori devono essere eseguite in locali aventi temperatura costante e si dovrà evitare di toccarne con le dita i terminali durante le operazioni di misura.

Essendo la temperatura un fattore molto importante nel controllo di alcuni parametri dei transistori, qualora un transistore sia stato asportato dal circuito mediante un saldatore occorrerà attendere che esso abbia raggiunto le condizioni di temperatura ambientali prima di dare inizio alle misure.

2. - PRECAUZIONE PER L'IMPIEGO DEI SEMICONDUTTORI

I semiconduttori, siano essi diodi o transistori, come abbiamo detto, sono molto sensibili alle variazioni di temperatura ed in particolar modo agli aumenti. Un eccessivo riscaldamento dovuto, ad esempio, ad una prolungata operazione di saldatura o di dissaldatura può avere come conseguenza l'immediata messa fuori uso del transistore.

Dovendo perciò procedere a simili operazioni, si dovrà ricorrere all'uso degli appositi saldatori, che si trovano in commercio e che sono realizzati in modo da consentirne l'impiego sui circuiti stampati. In taluni casi può essere opportuno realizzare uno shunt termico appoggiando un oggetto metallico freddo, come un cacciavite o una pinza, alla parte interna del terminale del transistore allo scopo di provocare una dispersione del calore generato dal saldatore. Naturalmente dovendo intervenire su un qualsiasi apparecchio a transistori è indispensabile interrompere il circuito di alimentazione, poichè un corto circuito accidentale fra due terminali potrebbe provocare la distruzione dei transistori.

I transistori di piccola potenza frequentemente sono ricoperti da uno strato di vernice che bisogna evitare di asportare, altrimenti si potrebbero manifestare insidiosi fenomeni di ronzio.

È pure necessario tenere presente che il controllo di un apparecchio a transistori mediante l'ohmetro (*cioè il controllo a freddo*) comporta dei rischi. Qualora si debba ricorrere all'uso di questo strumento per controllare un circuito a transistori è indispensabile accertarsi che la tensione delle pile dell'ohmetro non sia superiore a quella di funzionamento dei transistori impiegati ed inoltre occorrerà tenere conto della polarità dei suoi terminali. Inutile aggiungere che una inversione di polarità di detti terminali, come una inversione della batteria di alimentazione durante le operazioni della sua sostituzione, provocherebbe la distruzione delle giunzioni dei transistori mettendoli immediatamente fuori uso.

In figura 11 è mostrato come si debba procedere per sostituire un componente appartenente ad un circuito stampato, circuito che ormai è comunemente usato negli apparecchi a transistori. Come è chiaramente visibile dalla figura stessa, anzichè dissaldare il componente avariato si provvederà a spezzarlo, tramite delle tronchesi, avendo cura di lasciare intatti i terminali che sono saldati al circuito stampato. Eseguita tale operazione se i terminali sono troppo lunghi si accorceranno per la giusta misura intrecciandoli, successivamente, con i terminali del nuovo componente, dopo di chè si effettuerà la saldatura senza alcun timore di danneggiare il circuito stampato. Naturalmente anche in questo caso l'operazione di saldatura dovrà essere eseguita rapidamente, per evitare che l'eccessiva temperatura possa danneggiare il circuito stampato.

In figura 12 è riportato invece un classico esempio di riparazione di emergenza di un circuito stampato nel caso che in esso si sia prodotta una interruzione nello strato conduttore. Tale strato, per evitare perdite di tempo ed ulteriori danni, potrà essere sostituito con un cavallotto di filo di rame, di diametro adatto, saldato nei punti più convenienti ed in modo che la sua lunghezza sia la minima possibile. Anche in questo caso la figura è sufficientemente esplicativa. *A*

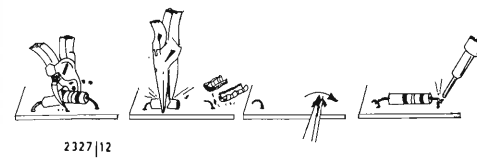
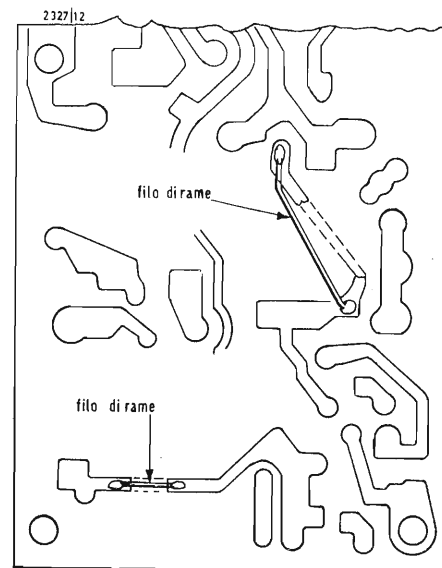



Fig. 12 - Riparazione di un circuito stampato.

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

Amplificatore stereo di alta fedeltà Grundig mod. SV 80/80M

In questo articolo riproduciamo lo schema elettrico, le caratteristiche tecniche e le note di servizio tecnico, di un amplificatore completamente a transistori della potenza di 2 × 30 W, di altissima fedeltà e che a buon diritto è ritenuto fra gli amplificatori stereo più elaborati del mondo. Esso è stato studiato e fabbricato dalla Casa GRUNDIG, che con questo amplificatore dimostra come la precisione e la pignoleria dell'ingegneria tedesca moderna tengano ben fede alla proverbiale tradizione teutonica.

Fotografia dello strumento

1. - ALIMENTAZIONE

— Tensione di rete c.a. 110, 130, 220, 240 V 50 ÷ 60 Hz.
— Fusibili di rete 1,6 A per 110/130 V; 0,8 A per 220/240 V; 125 mA a fusione ritardata; 4 × 3 A.
— Lampadina spia 7 V; 0,1 A DIN 49846 Ba7S.
— Consumo 120 W circa.
— Trasformatore di alimentazione cat. 9088.001.01/02.
— Raddrizzatori 1 × SiB40, C5000/3000 Fa. Sel. a ponte.
1 × B90, C120-1g13, Fa. Sel. a ponte.
— Diodo zener 1 × Dz62.
— Transistore AD152.

2 - AMPLIFICATORE

— Transistori 28, dei quali 8 transistori di potenza per gli stadi finali di uscita: 2 × 37428 oppure SG2183; 2 × 37429 oppure SG2182; 2 × DW6793 oppure BSY51G; 14 × BC107G; 8 × 2N2148 oppure AD166.
— Diodi al silicio 8 × 3390.
— Diodi Zener 2 × ECO 9606.
— Diodi al germanio 2 × G580 oppure AAY13.
— Costituzione dello schema: preamplificatore a due stadi o correttore per fonorivelatore magnetico; amplificatore principale a tre stadi; prepilota a tre stadi; stadio pilota in controfase montato in circuito complementare; stadi finali ciascuno con 4 transistori di potenza. (Tutti i valori di misure indicati si riferiscono alla risposta in frequenza lineare e alla simultanea eccitazione di entrambi i canali, ad eccezione della diafonia).
— Risposta in frequenza da 20 Hz a 20 kHz entro ± 1 dB (riferiti a 1 kHz posto uguale a 0 dB).
— Potenza di uscita 2 × 30 W, potenza nominale (nota sinoidale continua); 2 × 40 W potenza musicale, a capi della resistenza di carico di 5 Ω e con l'eccitazione contemporanea dei due canali.
— Intermodulazione minore dello 0,5% a piena potenza, misurata con la mescolazione delle frequenze 250 Hz e 8 kHz nel rapporto 4 : 1.
— Larghezza di banda di potenza da 10 Hz a 50 kHz, all'1% di distorsione (secondo la norma DIN 45500).
— Rapporto di rumorosità: riferito alla potenza di 50 mW, —60 dB; riferito alla potenza di uscita 30 W, —85 dB all'entrata sintonizzatore, — 60 dB all'entrata fono.
— Ingressi: TA I fonorivelatore magneto-dinamico o fonorivelatore a cristallo, commutabili; TA II fonorivelatore magneto-dinamico a riluttanza variabile. Sensibilità 4 mV su 47 kΩ per il fonorivelatore a riluttanza; 200 mV per il fonorivelatore piezoelettrico. Le entrate fono sono provviste di un preamplificatore correttore. L'equalizzazione è per la norma CCIR con costanti di tempo 3180-318 e 75 μsec. Questa norma viene oggi adottata da tutti i fabbricanti di dischi fonografici. È identica alla norma tedesca DIN 33 e quasi uguale alla norma standard americana RIAA.
Universale: *a*) microfono 7,5 mV su 100 kΩ; *b*) presa ausiliaria, a piacere, entrata per radioricevitore, secondo magnetofono o fonorivelatore a cristallo, Secondo la occupazione dei contatti. sono a disposizione le sensibilità di 280 mV su 250 kΩ, o di 10 mV su 10 kΩ.
Sintonizzatore, entrata per tutte le sorgenti di programma sonoro come sintonizzatore, radioricevitore, sensibilità 250 mV su 470 kΩ.
Nastro magnetico, entrata per riproduzione e registrazione su nastro magnetico; sensibilità 250 mV su 470 kΩ. Tensione di uscita per la registrazione su nastro, da 0,1 a 2 mV secondo la resistenza in kΩ del registratore, secondo la norma DIN 45511.

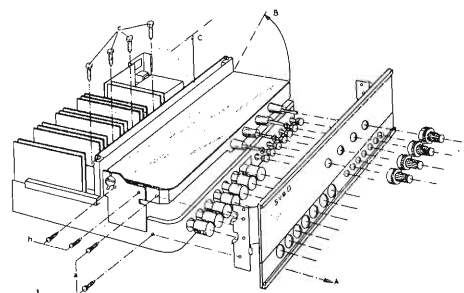



Fig. 1 - Smontaggio della tastiera.

Fig. 2 - Misura delle tensioni U_{CEO} di rottura e di rottura di potenza dei transistori degli stadi finali.

AD166 ; 2N2148 $I_C = 1A$; $U_{CE} = 2V$

$B = \frac{I_C}{I_B}$ ←

U_{BE} (V) ↓	170....157	156....143	142....129	128....115	114....101	100....88	87....74	73....60
0,3 – 0,35	11	21	31	41	51	61	71	81
0,35 – 0,4	12	22	32	42	52	62	72	82
0,4 – 0,45	13	23	33	43	53	63	73	83
0,45 – 0,5	14	24	34	44	54	64	74	84
0,5 – 0,55	15	25	35	45	55	65	75	85
0,55 – 0,6	16	26	36	46	56	66	76	86

730 - 17

Fig. 3 - Misura dell'amplificazione per segnali forti e selezione dei transistori (tabella per l'appaiamento dei transistori finali.

— Uscite: *a*) per ciascun canale una presa per altoparlante tipo DIN 41529. Si possono collegare altoparlanti da 4 a 16Ω; anche con l'impedenza di 16 Ω vi è sempre a disposizione potenza a sufficienza; non sorgono inconvenienti; *b*) prese sul pannello frontale per il collegamento di cuffia stereo. Le prese sono fatte in modo che gli altoparlanti vengano esclusi quando si usa la cuffia; *c*) presa sul pannello posteriore per il collegamento di un altro amplificatore o di un amplificatore finale. L'uscita dipende da tutti i comandi. Tensione di uscita 1 V su 600 Ω.
— Fattore di smorzamento: a motivo della piccolissima resistenza interna di 0,25 Ω, si ha, con una resistenza di carico di 5 Ω, un fattore di smorzamento uguale a 20, che corrisponde a circa 26 dB. Con ciò è assicurato un altissimo smorzamento elettrico dell'altoparlante contro fastidiosi fenomeni di evanescenza.
— Regolatore di tono: nella posizione zero del regolatore la risposta in frequenza è lineare.
— Regolatore dei bassi: il campo di regolazione va da — 18 dB di attenuazione, fino a +18 dB di esaltazione. Frequenza di incrocio circa 350 Hz.
— Regolatore degli acuti: il campo di regolazione va da —20 dB di attenuazione, fino a + 18 dB di sopraelevazione.
— Regolazione degli altoparlanti: deviazione di sincronismo non maggiore di 2 dB nell'intervallo di regolazione fino a —50 dB. Compensazione audiometrica dipendente dall'intensità del suono, dei forti/piani, mediante pulsanti a svincolo mutuo.
Profilo I, fino a +25 dB di sopraelevazione dei bassi a 30 Hz.
Profilo II, fino a 33 dB di sopraelevazione dei bassi a 30 Hz e sopraelevazione degli acuti fino a +10 dB a 15 kHz.
— Regolatore di bilanciamento: campo di regolazione 10 dB.
— Attenuazione della diafonia: migliore di 46 dB nel campo da 20 Hz a 20 kHz.
— Stereo/Mono: commutabili mediante tasto.
— Differenza di livello: fra funzionamento a vuoto e a pieno carico delle uscite degli amplificatori, < 0,4 dB.

3. - ISTRUZIONI PER L'ESTRAZIONE DEL TELAIO E PER LA RIPARAZIONE

Estrarre la presa rete. Svitare il pannello posteriore. Per l'estrazione del telaio completo dal mobile, bisogna allentare le 4 viti sul fondo. Per raggiungere la faccia delle saldature oppure dei componenti della piastra principale dell'amplificatore disposta orizzontalmente, e la piastra dell'amplificatore finale disposta verticalmente, si devono togliere le viti *a*, *b*, *c* che in figura 1 sono segnate estratte. Circa la piastra dello stadio pilota e dell'amplificatore finale disposta verticalmente, bisogna fare attenzione che nel togliere il telaio, una connessione di massa viene strappata e che gli altri conduttori vengono estratti dai loro connettori. I grossi condensatori elettrolitici fissati isolati dal telaio sono montati su una squadretta, che si può levare allentando due viti.

4. - TECNICA DI RIPARAZIONE

Strumenti di misura.
La dotazione di strumenti di misura di un laboratorio di riparazione per l'SV80 è costituita come segue:
1. Trasformatore di regolazione e di isolamento (RT4 o RT3 Grundig).
2. Wattmetro, portata 100 W.
3. Generatore di segnali (SV1 o SV2 Grundig).
4. Voltmetro universale (UV4).
5. Millivoltmetro per c.a. (MV4).
6. Preamplificatore (VB2).
7. Generatore di note (TG11).
8. Oscillografo (W2/13 o G3/13).
9. Misuratore di tensioni e correnti Multavi HO oppure Elavi HO.
10. Due resistenze di carico 5 Ω/30 W in gruppo con commutatore e morsetti di collegamento per strumenti di misura (autocostruite).
11. Linea di collegamento commutabile per la prova delle varie entrate.
12. Distorsiometro (KB2 oppure KB55)

5. - GENERALITA'

Il collegamento dell'apparecchio in prova alla rete di alimentazione attraverso un trasformatore di regolazione e separazione e l'applicazione lentamente graduale della tensione di lavoro al trasformatore stesso di regolazione e isolamento hanno sempre preservato l'apparecchio nel migliore dei modi ed hanno anche preservato molti tecnici dal pericolo di fulminazione. È utile anche per l'SV80 che venga esaminato dapprima, in caso di riparazione, con sottoalimentazione (0,35 volte della tensione di lavoro predisposta sul cambiatensioni). Solo quando si è constatato che esso sia funzionante, si possono eseguire le successive prove con la piena tensione nominale attraverso il Wattmetro s'intende.

6. - ALIMENTATORE

Il consumo di potenza a vuoto di un amplificatore senza difetti, si aggira intorno a 18 W. Deviazioni maggiori verso valori più alti (<24 W) o più bassi (>14W) sono indice sicuro di inconvenienti. L'alimentatore dell'SV80 è un'unità di funzionamento estremamente sicura e non critica. Tuttavia se avvengono guasti, questi si possono ricercare ed eliminare con mezzi semplici (misure di tensione e di corrente). È intuitivo che, per i lavori intorno all'alimentatore, si debbano osservare particolarmente le norme di sicurezza (raccomandazioni VDE). Poichè in pochissimi laboratori esistono i cosiddetti rilevatori di alte tensioni per le prove VDE, il tecnico deve rendersi conto mediante una prova a vista e con misure

di isolamento, che in nessuna parte dell'apparecchio vi sia pericolo di scossa o di scarica da parte di un conduttore, che porti la tensione di rete sul telaio. Se per qualsiasi motivo, si deve cambiare il trasformatore di rete, bisogna porre un'attenzione del tutto particolare al suo montaggio. Tutte le parti devono essere ben accostate tra loro e le viti e i dadi devono essere ben serrati a fondo. I trasformatori che ronzano fortemente hanno la loro causa di rumorosità nel loro cattivo montaggio.

7. - PIASTRA DEGLI STADI FINALI CON TRANSISTORI DI POTENZA

Le cause di guasto dell'SV80 sono essenzialmente gli errori di impiego e di collegamento (generalmente degli altoparlanti dei canali destro e sinistro; disadattamento ed estremo sovraccarico, instabilità in seguito a cattiva installazione, ed altre cose ancora). Quasi senza eccezione il guasto dell'apparecchio equivale ad un guasto degli stadi finali. È questa una ragione sufficiente per dedicare a questa sezione dell'amplificatore la maggior parte del nostro presente lavoro e si vuole confermare che la sempre raccomandata attenzione non è esagerata, se si desidera proteggersi contro i danni.

Nei primi apparecchi SV80 di produzione, il microfusibile è installato sopra un piccolo portafusibile. Non si devono ripiegare le molle del supporto per tentare di migliorare il contatto. Bisogna togliere il supporto e saldarvi direttamente il fusibile.

— I transistori finali sono fissati mediante un grosso elemento isolato raffreddatore. Un montaggio pulito, nel vero significato della parola, è condizione inderogabile. Pure cortocircuiti (corpi estranei fra disco di mica e corpo raffreddante o involucro del transitore), nonchè dischi isolanti troppo grossi (eccessiva resistenza di riscaldamento) possono danneggiare il transistore in un tempo più o meno breve.

— I transistori da T_{11} a T_{20} si trovano direttamente sulla piastra degli stadi finali. I transistori T_{17}, T_{18} T_{19} e T_{20} sono montati in custodie disperdenti calore con una protezione isolante. Anche con questi transistori è necessario, a motivo della temperatura di lavoro relativamente alta, un montaggio a regola d'arte (spalmare anche le parti in contatto col calore con grasso ai siliconi). Non ci si lasci ingannare da una prova di riscaldamento col dito indicatore. I transistori al silicio sopportano temperature più alte dei transistori al germanio.

Un forte sovraccarico delle uscite non può in pratica comportare nulla per l'amplificatore SV80. Questo amplificatore possiede tale proprietà, ma solo quando i componenti sotto descritti corrispondano ai dati prescritti.

8. - TRANSISTORI DEGLI STADI FINALI

È necessaria una prova preliminare scientifica per ottenere (per ciò che riguarda l'equipaggiamento dei transistori) un amplificatore perfetto. La qualità e la sicurezza di funzionamento di un amplificatore dipendono, in notevole misura, da questo preesame. Negli stadi finali sono impiegati i transistori AD166 (fabb. Siemens) o 2N214 (fabbricazione RCA). Prima dell'installazione si devono sottoporre i transistori ad una prova, che riguarda i seguenti punti:

1. misura della tensione U_{CEO} (fig. 2)
2. misura della scarica distruttiva di potenza (secondo breakdown; fig. 2)
3. misura dell'amplificazione di segnali forti e selezione (fig. 3 e 4).

— Per il punto 1 - Misure di U_{CEO}. Col circuito di misura di fig. 2, si misura, per mezzo del voltmetro universale disposto fra collettore ed emettitore, la tensione U_{CEO}. La base è aperta e si regola la resistenza R_2 in modo che $I_E = 100$ mA.

Selezione: per SV80 conviene $U_{CEO} = 55$ V.

— Per il punto 2 - Misura della seconda rottura.

La rottura secondaria si verifica per un locale surriscaldamento nello strato di sbarramento. Questo effetto è il risultato di una regione calda nella giunzione, e che si forma per concentrazione di corrente sopra una piccola superficie. La corrente di base scorre dal collegamento anulare della base in direzione radiale in dentro, attraverso lo strato scuro di base fra emettitore e collettore. Poichè questo percorso presenta una resistenza, sorge una caduta di tensione, che concentra la corrente di collettore al centro della base. Se si fa lavorare il transistore ripetutamente nella zona della rottura secondaria, la giunzione diviene vieppiù logorata, finchè l'emettitore e il collettore risultano in corto circuito. Questa cognizione è molto importante, ma purtroppo ancora non generalmente nota. In generale, « muoiono » sempre nei circuiti i transistori di potenza che non sono stati controllati inizialmente secondo i dati limiti indicati dal fabbricante. La potenza di dissipazione totale ammissibile di un transistore dipende dalla tensione U_{CE}. Per i transistori adottati nell'SV80 è stato scelto un valore da parte dei fabbricanti, che dà luogo, in accordo alla relazione $I = \frac{N}{U}$, con $U_{CE} = 50$ V, a una corrente di 350 mA. Si deve corrispondentemente regolare la resistenza R_v di fig. 2. La prova si fa ora in modo che il cursore di R_1 venga ruotato dall'estremo alto (il transistore è conduttivo, quindi presenta bassa resistenza) verso il basso in direzione di alta resistenza. La corrente I_C, a motivo della resistenza interna relativamente alta dell'alimentatore di corrente, è circa costante nella R_v. Il transistore risulta allora in ordine e adattato, quando si può regolare U_{CE} col comando R_1 a 50 V in modo continuo e quando si può ripetutamente regolare ogni mezzo secondo. Se durante la regolazione si verifica un'inversione istantanea del valore della U_{CE}, che non può essere modificata variando R_1, significa che il transistore è interrotto. Bisogna togliere la tensione U_{CE}.

Durante la prova ora descritta, l'esemplare in esame deve essere disposto in modo che la temperatura dell'involucro non superi 64°C. Il diodo Zener D evita un aumento della tensione quando il transistore da provare non è applicato. La tensione U_2 vale 55 V circa e $N = 50$ W.

— Per il punto 3 - Misura dell'amplificazione con segnali forti.

Col circuito di fig. 4 si può valutare l'amplificazione di corrente. Con la resistenza in derivazione R_2, si stabilisce sulla scala dello strumento un punto di regolazione per $I_C = 1$ A. Questo valore viene regolato col potenziometro R_3, quando il transistore in prova è connesso in circuito. Portando il commutatore S in posizione J_B, si può leggere

Fig. 5 - Circuito per il controllo della limitazione di corrente.

Fig. 4 - Circuito per le misure indicate in fig. 3.

Fig. 6 - Circuito per il controllo del funzionamento delle resistenze di emettitore indipendenti dalla temperatura.

Tabella I - Stadio invertitore di fase

Transistori tipo NPN: SG2183, o BSY51, o S7428; tipo PNP: SG2182, o 37429
Valori di misura:
Amplificazione di corrente con: $U_{CE} = 5$ V e $I_C = 15$ mA ($B = 40 - 180$); $U_{CEO} = 55$ V con $I_C \geq 35$ mA; interruzione di potenza a $U_{CE} = 30$ V e $I_C = 100$ mA
Stadio pilota T_{15} e T_{16} - Transistore tipo BSY51
Valori di misura:
Amplificazione di corrente con $U_{CE} = 5$ V e $I_C = 15$ mA ($B =$ V 0-180); $U_{CEO} \geq 60$ V con $I_C = 30$ mA
Rottura di potenza a $U_{CE} \geq 30$ V e $I_C = 100$ mA
Tempo massimo della misura della rottura di potenza ½ secondo.

Tabella II - Transistori BC107

Gruppo	Codice dei colori	Utile come
1	marrone	T_7, T_8
2	rosso	T_1, T_2
3	arancio	T_5, T_6
4	giallo	T_{11}, T_{12}
5	verde	rimanenti stadi
Tipo	BC107A	BC107G
Amplificazione di corrente	125÷240	190÷330
L'aggruppamento del transistore BC107 e l'impiego nell'apparecchio sono da farsi in relazione alla rumorosità.		

Fig. 7 - Circuito per il controllo del funzionamento dei diodi ECO3390 (con I = 45 mA, deve essere V = 290 ÷ 310 mV).

Tabella III - Codice dei colori per la capacità

Tensione nominale		Colore	1ª fascia	2ª fascia	Calotta
Colore	Tensione		1ª cifra	*2ª cifra	fattore di molt.
Bianco	3 V	marrone	1	1	× 10 μF
giallo	6 V	rosso	2	2	
nero	10 V	arancio	3	3	
verde	15 V	giallo	4	4	
blu	20 V	verde	5	5	
grigio	25 V	blu	6	6	
arancio	35 V	violetto	7	7	
		grigio	8	8	× 0,01 μF
		bianco	9	9	× 0,1 μF
		nero	–	–	× 1 μF

* 2ª cifra solo se necessaria.

Fig. 8 - Regolazione della corrente degli stadi finali e della simmetria (circuito delle resistenze di carico).

Fig. 9 - Regolazione della corrente degli stadi finali e della simmetria (circuiti dei transistori complementari).

la corrente J_B (= I_B corrente di base), oppure il quoziente $\frac{I_C}{I_B}$ = amplificazione di corrente, se la scala è tarata in corrispondenza.

I transistori devono essere scelti a coppie mediante la tabella di fig. 3. Infine si avverte di non adottare mai transistori dello stesso tipo comunque si trovino in esercizio, senza provarli. Se il vostro laboratorio non è in grado di effettuare il preesame, bisogna ordinare solo transistori al servizio tecnico centrale. Essi sono sempre rapidamente fornibili.

9. - I COMPONENTI DEGLI STADI FINALI DA CONSIDERARE IN MODO PARTICOLARE

Purtroppo si sente ancora e non in " casi rari " che i transistori finali devono essere cambiati. Però prima di sostituire nuovi transistori pretarati, bisogna assicurarsi che non vi siano anche altri componenti difettosi. Ciò riguarda le resistenze di emettitore da R_{467} a R_{474} (schema generale) e i diodi ECO 3390 nei circuiti di base dei transistori finali.

Le resistenze di emettitori da 0,47 Ω non sono apparentemente distinguibili dalle normali resistenze a strato. Si tratta qui di resistenze indipendenti dalla temperatura. Esse vengono misurate durante la preparazione dei componenti, ed accoppiate con la tolleranza di ± 2% per tutti i transistori disposti in parallelo.

La misura del valore di queste resistenze effettuata coi comuni ohmetri è imprecisa, a seguito del riscaldamento, che interviene a motivo della corrente di misura.

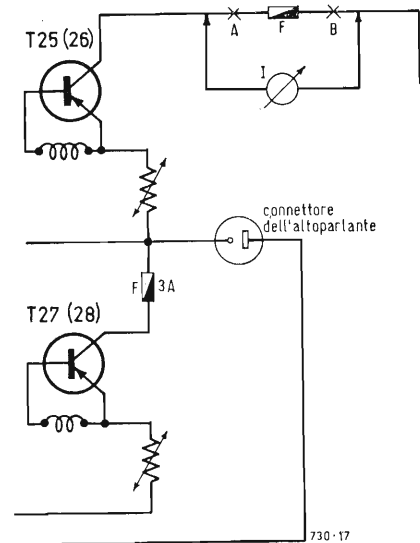
Quando si deve sostituire una simile resistenza, si deve fare un controllo relativamente semplice. Si misura, secondo la fig. 6, la tensione fra emettitore ed emettitore dei transistori disposti in parallelo (senza segnale). Se i transistori sono esattamente adattati tra loro e se le resistenze di emettitore sono pure correttamente appaiate, tale tensione risulta circa zero. Se la corrente di riposo dell'SV80 è regolata a 40 mA, la tensione non deve superare 5 mV. Se la tensione supera 5 mV, si raggiunge il risultato, nel modo più rapido, cambiando una resistenza. A protezione dei transistori contro estremi sovrappilotaggio e sovraccarico, ci sono, fra le basi e i corrispondenti punti freddi degli emettitori, i diodi ECO 3390, due pezzi disposti in serie. Però il circuito limitatore di corrente funziona solo quando questi diodi sono perfettamente in ordine. È anche necessaria una prova e questa può essere fatta facilmente col circuito di fig. 5. I conduttori di base vengono saldati direttamente ai terminali di base dei transistori finali. Tra i punti A e B viene connesso un dispositivo, costituito da una piletta di 1,5 V e da una resistenza di regolazione disposta su circa 20 Ω (fig. 5), in modo che il polo negativo si trovi nel punto A.

Con una corrente regolata a 45 mA (fig. 7), la tensione ai singoli diodi deve essere compresa fra 290 mV e 310 mV. Se le tensioni si scostano da questo valore, i diodi sono da cambiare.

Prima di venire a parlare della prova dello stadio invertitore di fase (T_{17}, T_{19}, T_{18} e T_{20}) e della regolazione della corrente di riposo, dobbiamo ancora dire qualcosa di importante sui dispositivi di misura.

Posti di lavoro puliti e ben disposti sono la premessa per un lavoro ben fatto. A questo riguardo, si è fino ad oggi solo poco modificato, allo scopo di soddisfare questa condizione in misura maggiore.

— Regolazione della corrente di riposo degli stadi finali e della simmetria.

Il circuito di fig. 8 con le resistenze di carico di 5 Ω viene collegato alle prese degli altoparlanti dell'amplificatore in prova. Il fusibile tra i punti A e B (v. fig. 9) viene dissaldato e al suo posto viene inserito un misuratore di corrente (Multavi). Un voltmetro a zero centrale viene collegato ad una delle uscite di misura di fig. 8 (UV_4). Le due resistenze di carico di 5 Ω devono essere disinserite. La taratura si fa ora nel seguente modo: per mezzo della resistenza R_{445} ($_{446}$) si stabilisce (fig. 9) la corrente di 40 mA e infine la simmetria (bilanciamento) col regolatore R_{437} ($_{438}$) (taratura a zero del voltmetro a zero centrale). Poichè le due regolazioni non sono indipendenti tra di loro, esse devono essere ripetute un paio di volte.

Una volta che i valori così regolati sono giusti, si salda di nuovo il fusibile e si controlla ancora una volta il bilanciamento ai terminali degli altoparlanti: non ci deve essere nessuna tensione continua.

Nel caso, in cui la corrente di riposo non possa essere regolata, bisogna controllare il corrispondente stadio invertitore di fase. Anche in questo stadio si devono

Tabella IV - Specchietto di prova per gli stadi finali

Prova	Operazione da eseguire	Valori da rilevare
Assorbimento di corrente a vuoto (senza segnale)	Collegare l'apparecchio attraverso al wattmetro a RT4 (RT3). Ruotare il trasformatore lentamente verso l'alto e osservare il consumo di corrente.	18÷24 W
Prova dei diodi ECO3390	Dissaldare il conduttore di base, collegare il dispositivo di prova di fig. 7 e misurare la tensione ai diodi secondo la fig. 5.	580÷620 mV
Regolazione della corrente di riposo e della simmetria	Dissaldare i fusibili da 3 A nei circuiti di T_{25} e T_{26} e inserire il milliamperometro (Multavi). Collegare le scatolette dei terminali col voltmetro (UV4) secondo la fig. 8 alle uscite. Regolare col controllo R_{445} (canale sinistro) e con R_{446} (canale destro) la corrente di riposo Regolare la simmetria con R_{437} (canale sinistro) e con R_{433} (canale destro).	40 mA
Misura delle resistenze di emettitore	Misurare la tensione emettitore-emettitore secondo la fig. 6.	5 mV

Fig. 10 - Disposizione delle zone colorate di un condensatore secondo il codice.

Fig. 11 - Dispositivo per la stima del fattore di distorsione.

Tabella V-Condizioni di occupazione dei contatti dei connettori di entrata e dell'uscita 1 V

Entrata	Contatti	Sensibilità	Impedenza	Tensione max di entrata	Particolarità
TA I	LK : 3 RK : 5 M : 2	fonorivelatore magnetico 4 mV fonorivelat. piezoelett. 220 mV	≥47 kΩ 1 MΩ (valore di riferimento)	100 mV 3 V	Commutabile per tutti i fonorivelatori magnetodinamici e a cristallo.
TA II	LK : 3 RK : 5 M : 2	4 mV	≥47 kΩ	100 mV	Solo per fonorivelatori magneto-dinamici.
MIC.	LK : 1 RK : 4 M : 2	7,5 mV	≥100 kΩ	220 mV	
Universale	basso liv. LK : 1 RK : 4 M : 2 alto liv. LK : 3 RK : 5 M : 2	10 mV 280 mV	≥10 kΩ 250 kΩ	200 mV 200 mV	Per un secondo radiatoricevire mono o stereo, per audio della TV (uscita del diodo), 2° fonorivelatore a cristallo e 2° magnetofono a nastro per la riproduzione.
Sintonizzatore	LK : 3 RK : 5 M : 2	250 mV	≥470 kΩ	5 V	Entrata per sintonizzatore radio (per es. Grundig RT40 e RT50), ma anche per radioricevitori, se la tensione di uscita è adattata all'entrata.
TB (magnetofono)	riproduz. LK : 3 RK : 5 M : 2 registraz. LK : 1 RK : 4 M : 2	250 mV	≥470 kΩ	5 V	Adatto a tutti i magnetofoni a nastro. Tensioni di uscita troppo alte devono essere adattate per mezzo del regolatore di livello o divisore di tensione all'entrata dell'amplificatore.
Uscita	Contatti	Tensione di uscita	Ri		Particolarità
Uscita 1 V	LK : 3 RK : 5 M : 2	~ 1 V	600 Ω		Possibilità di collegamento per ulteriore amplificatore stereo.

Fig. 12 - Vista posteriore del telaio.

Fig. 14 - Contatti dei connettori secondo la norma DIN 41524.

adottare per gli stadi T_{15} e T_{16} solo transistori precontrollati e selezionati. I corretti valori di misura sono forniti dalla tabella I.

Nell'eseguire l'appaiamento dei transistori complementari T_{17}-T_{19} e T_{18}-T_{20}, bisogna fare attenzione che si devono combinare bene insieme due transistori di alta amplificazione (oltre $B = 60$), ma non quelli con amplificazione relativamente bassa (sotto $B = 60$). Ad un transistore di bassa amplificazione (indipendentemente se pnp o npn) si può appaiare un transistore di alta amplificazione (rapporto di amplificazione 2 : 1).

Quando non si riesce a regolare la corrente di riposo, possono esserne causa transistori, per i quali non si verificano queste condizioni di appaiamento.

Sulla piastra degli stadi finali si trovano anche 4 transistori BC107. Mentre T_{14} e T_{13} sono poco critici, è in ogni caso necessario per T_{11} e T_{12} il tipo speciale BC107G (tabella II). Se l'amplificazione di questi due transistori è troppo bassa, il fattore di distorsione aumenta a piena potenza.

— Per eseguire riparazioni alla piastra degli stadi finali, bisogna smontare la piastra stessa. Oltre ad allentare le viti di fissaggio (vedi schizzo di smontaggio, bisogna anche staccare il conduttore centrale di massa sulla parete inferiore del telaio e allungarlo in modo (e in nessun caso, di più) che la piastra dei circuiti stampati possa essere portata verso l'alto fino che tutte le parti siano accessibili. Poichè questo conduttore di massa è critico, deve essere allungato solo a scopo di riparazione, comunque deve essere fatto il più breve possibile.

Fig. 13 - Piastra delle prese di entrata, vista dal lato delle saldature. Magnet-Kristall = Fonorivelatore magnetico a cristallo; Micro-Universal = Microfono universale; Hörer = Auricolare; TA-I Magnet-Kristall = Fonorivelatore I Magnetico-cristallo; TA-II Magnet = Fonorivelatore II magnetico; Micro = Microfono; Universal = Universale; Tuner = Sintonizzatore; Ausgang = Uscita.

alta fedeltà

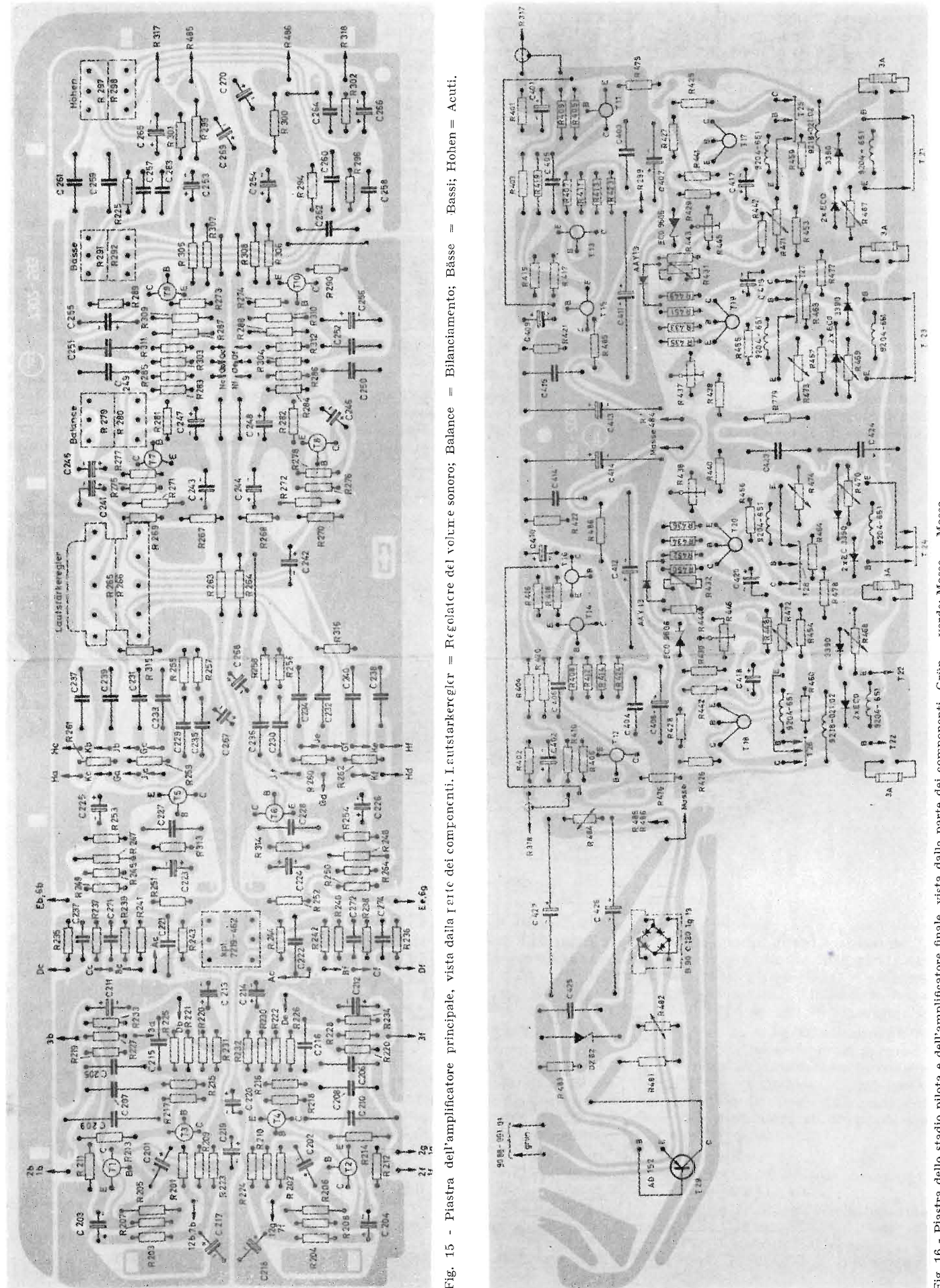



Fig. 15 - Piastra dell'amplificatore principale, vista dalla parte dei componenti. Lautstärkeregler = Regolatore del volume sonoro; Balance = Bilanciamento; Bässe = Bassi; Höhen = Acuti.

Fig. 16 - Piastra dello stadio pilota e dell'amplificatore finale, vista dalla parte dei componenti. Grün = verde; Masse = Massa.

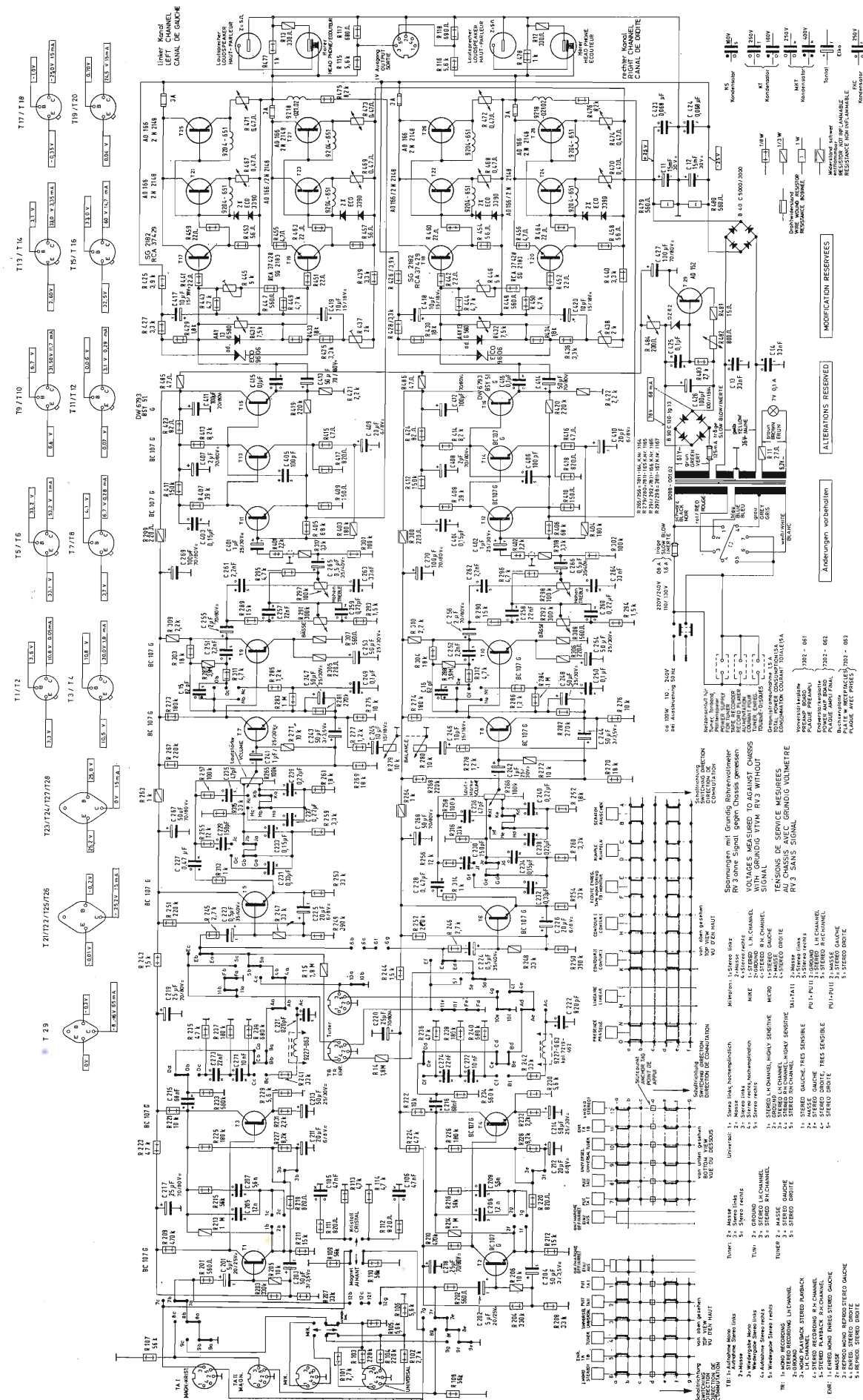



Fig. 17 - Schema elettrico dell'amplificatore Hi-Fi stereo mod. SV80/80M, Grundig.

10 - LA PIASTRA DELL'AMPLIFICATORE

Oltre agli stadi amplificatori già descritti, si trovano sulla piastra del preamplificatore tutti gli altri stadi, relativi ai regolatori dell'intensità del suono, del bilanciamento e dei toni. Questo complesso può essere voltato in su verso l'alto, facilitando così decisamente i lavori di ricerca guasti e di riparazione. L'esistenza di due canali di amplificazione (sinistro e destro) offre la possibilità di una misura di confronto del canale da riparare con quello funzionante, tanto staticamente (misure delle tensioni di lavoro) quanto dinamicamente (misure delle tensioni di segnale col-l'SV1). Le tensioni di lavoro dei transistori sono proprio quelle da misurare e da confrontare. Anche minime differenze sono dannose e sono da controllare. Dalla tabella II si rileva l'equipaggiamento dei transistori; detti transistori sono di nuovo forniti dal servizio tecnico centrale.

Un nuovo componente, oltre ai transistori al silicio, nell'amplificatore SV80, è rappresentato dai condensatori al tantalio. Il condensatore al tantalio è un condensatore elettrolitico polarizzato con anodo sinterizzato e con elettrolita solido. Esso è molto stabile nei suoi valori caratteristici per lungo tempo ed entro un largo intervallo di temperatura. Esso si dimostra sensibile solo all'inversione di polarità, ciò che però può essere evitato nel montaggio (v. fig. 10) con un poco di attenzione. Solo con una polarità errata, i condensatori al tantalio possono, a breve o a lunga scadenza, diventare difettosi, il che si manifesta con rumorosità.

11. FATTORE DI DISTORSIONE

La minima distorsione entro tutto il campo di frequenze di trasmissione fino a 50 kHz è una delle straordinarie qualità dell'SV80. Un'esatta misura non è perciò semplice. Tutte le operazioni di regolazione e di controllo sopra descritte si possono effettuare con molta sicurezza. Bisogna applicare attraverso il cavo di collegamento (fig. 11) all'entrata sintonizzatore (contatti 3 e 5), una tensione di segnale di 1 kHz, tale che alle uscite (circuito di fig. 8) si misuri, per l'SV80, la tensione di 12,25 V. Per controllare se l'onda sinoidale viene correttamente riprodotta, si aumenta il segnale di entrata fino che la tensione di uscita comincia a presentare limitazioni. La limitazione si verifica, per gli amplificatori perfetti, notevolmente oltre la tensione di uscita indicata per la piena potenza nominale. Se ora, dopo la prova del rapporto dei disturbi non c'è nulla da obiettare, si può essere sicuri che la distorsione non supera i limiti ammissibili. Più precisa è, naturalmente, una misura del fattore di distorsione col ponte per il rilievo della distorsione KB55 unitamente ad un adatto millivoltmetro, per es. MV4, oppure RV55, o altro dispositivo similare. Per comodità del riparatore riproduciamo nella tabella III il codice dei colori per i condensatori.

Complesso Stereolinear TR 30 Audel

Il nuovo complesso Stereolinear TR-30 consta di 3 unità: amplificatore a transistori progettato e costruito dalla AUDEL, due unità di diffusori, che per le loro piccole dimensioni, centimetri 28 x 28 x 19, risolvono il problema dell'ingombro dei complessi stereo hi-fi, nulla avendo da invidiare a casse di radiatori acustici ben più grosse, grazie all'impiego di altoparlanti in sospensione pneumatica di ottima qualità.

DATI TECNNICI

— Potenza continua 2 x 15 watt con distorsione armonica 0,5%.
— Potenza continua 2 x 17 watt con distorsione armonica 1%.
— Potenza musicale IHF 2 x 23 watt (13,5 V su 8 Ω) con distorsione armonica < 1%.
— Risposta in frequenza (curva di fedeltà) alla potenza di 12,5 watt: da 10 a 80.000 Hz entro ± 0,5 dB.
— Distorsione a 12,5 watt nell'intervallo di frequenze da 30 a 20.000 Hz: < 0,5%.
— Sensibilità fono: 70 mV.
— Testina di riproduzione dischi tipo U15-14 a semiconduttore « Euphonics », unità rivoluzionaria, modernissima, che ben si distingue dalle comuni varietà di cartucce di lettura dischi. Peso 2,5 gr; puntina di diamante.
— Cambiadischi automatico facente unità con l'amplificatore incorporato; 3 velocità; alzabraccio e regolazione micrometrica del peso di lettura.
— Comandi: toni bassi e acuti indipendenti; bilanciamento dei due canali stereo; volume; push power; mono-stereo; fono; ausiliario.
— Cassette radiatori acustici: servo-assistiti; altoparlanti a sospensione pneumatica; sistema a due canali; potenza 20 W ciascuna.
— Mobile in noce massiccio con rifinitura di lusso di gran pregio; coperchio di protezione antipolvere in Perspex fumé di 4 mm; base di appoggio in Perspex opaco color fumo di Londra di 4 mm di spessore.
— Dimensioni:
cassetta cambiadischi con amplificatore 56 x 41 x 19 cm;
cassette acustiche con altoparlanti 28 x 28 x 19 cm.
— Cassa d'imballo in legno.
— Prezzo L. 190.000 di listino per il pubblico.

Roberto Burlando - Varese

D - Le distorsioni del video segnale in TV a colori sono le stesse che influenzano il video segnale nella TV in bianco-nero, o sono di altro genere più temibile? So che l'Ing. A. Kekicheff della C.S.F. ha scritto un articolo in proposito, potete riportarlo in italiano?

R - In linea di massima in TVC si hanno distorsioni analoghe a quelle della TV-B-N, ma i loro effetti sul video segnale cromatico sono in realta più importanti e nocivi che in TV B-N. Distingueremo le distorsioni in lineari e non lineari e aggiungeremo quelle derivanti dalla fase differenziale.

1 - DISTORSIONI LINEARI

Sono provocate dalla deformazione e dal taglio della banda passante. Il segnale video deve essere riprodotto attraverso i vari stadi trasmettitori, mescolatori, amplificatori, distributori, commutatori, ricevitori ecc, il più fedelmente possibile. Per ottenere ciò bisogna assegnare in trasmissione al video segnale una certa banda passante, determinabile con la scomposizione in serie di Fourier. Inoltre, per tale banda passante, devono risultare indipendenti dalla frequenza il guadagno di ampiezza ed il ritardo di gruppo, il che non si verifica purtroppo in pratica.

Riteniamo utile cogliere l'occasione per ricordare alcune definizioni:

1) *tempo di trasmissione di fase* T_f è il tempo impiegato dal segnale di pulsazione ω per percorrere il sistema di trasmissione;

2) *tempo di gruppo* T_g è il tempo impiegato dall'energia propria dell'onda per percorrere il sistema di trasmissione;

3) *velocità di trasmissioni di fase* v_f è data, per definizione dal rapporto fra la distanza d percorsa e il tempo

$$T_f, \text{ cioè } v_f = \frac{d}{T_f};$$

4) *velocità di gruppo* v_g, è data dal rapporto fra la distanza d e il tempo

$$T_g, \text{ cioè } v_g = \frac{d}{T_g}.$$

5) fra la velocità di fase e la velocità di gruppo intercede la relazione $v_f \cdot v_g = c^2$ dove c è la velocità della luce; inoltre si ha sempre $v_g < c$.

Al contrario, la velocità di fase può assumere valori superiori a quello della luce, senza contraddire alle conclusioni cardinali relativistiche; non si dimentichi che la velocità di gruppo è propria della propagazione dell'energia e che solo la velocità di fase v_f può tendere all'infinito.

Ciò premesso, consideriamo ciascun effetto distorcente, singolarmente.

1.1 - Incostanza del guadagno (guadagno differenziale).

La banda passante assegnata ad un trasmettitore di TV è limitata dalla larghezza del canale; la presenza della portante audio pone il limite superiore della frequenza video (5 MHz per il nostro standard TV). La definizione dell'immagine soffre per questa limitazione. I tagli di banda agiscono anche sulle risposte ai transitori. Nel caso della TV a colori, essi possono inoltre perturbare la subportante modulata in due diversi modi:

1) la limitazione della banda passante, può variare l'ampiezza della sottoportante rispetto all'ampiezza della luminanza.

Secondo il modo con cui è modulata la subportante, l'inconveniente può essere più o meno grave. Se la subportante è modulata in ampiezza, questa distorsione si manifesta con un'alterazione della saturazione dei colori. Se la subportante è modulata in frequenza (caso del sistema Sécam), questa distorsione non ha alcun effetto sulla resa dei colori, a patto di non raggiungere la soglia di funzionamento del limitatore del ricevitore; per questo motivo si è indotti generalmente ad adottare una soglia assai piccola. Anche col Sécam però, si ha qualche inconveniente dovuto alla variazione dell'ampiezza della subportante; precisamente essa agisce sul rapporto segnale/disturbo, che risulta peggiorato proporzionalmente all'entità della variazione stessa;

2) le bande laterali dei canali di crominanza potendo essere dissimmetriche, si creano, nel caso della modulazione di ampiezza, componenti in quadratura di fase con la subportante. Questo effetto è dannosissimo in un sistema di TVC, che sfrutta la fase per la riproduzione delle tinte (NTSC). Infatti, le componenti in quadratura con una delle subportanti (per es. quella del rosso) si trovano in fase con l'altra subportante (quella del blu. nello stesso esempio), pervenendo così ad un'alterazione dello spettro. Ne conseguono errori di tinta e il manifestarsi di un'intermodulazione fra le due crominanze che non è sopprimibile. Bisogna convenire che in un sistema, come il Sécam, in cui le crominanze sono trasmesse sequenzialmente, riga dopo riga, e non simultaneamente con modulazione in quadratura, questo inconveniente non può esistere.

Infine, le distorsioni dei transienti provocati dalla dissimmetria delle bande laterali sono più modeste in MF, che in MA.

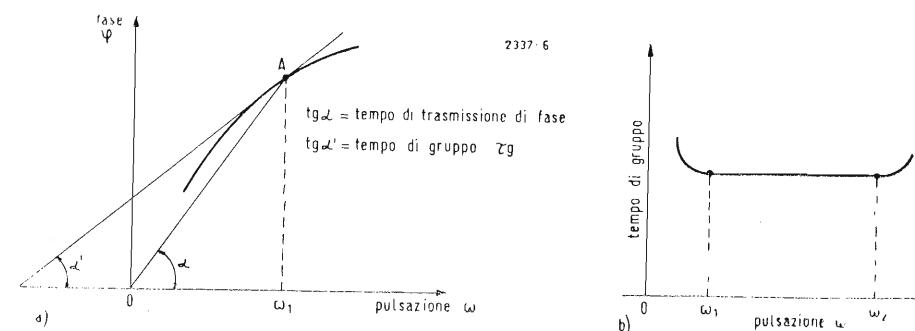



Fig. 1 - Definizione dei tempi di trsmissione di fase e di gruppo. a) La pendenza della retta OA rappresenta il tempo di trasmissione di fase; la pendenza della tangente alla curva $\varphi = f(\omega)$ nel punto A rappresenta il tempo di gruppo Tg per la pulsazione ω_1. b) Nell'intervallo $\omega_2 - \omega_1$, Tg è prossimo ad essere costante, non c'è distorsione di fase in questa parte dello spettro.

1.2 - Incostanza del ritardo di gruppo

Il ritardo di gruppo dovrebbe essere teoricamente costante, qualunque sia la frequenza considerata nella banda. In pratica però, qualche variazione di questo ritardo è inevitabile. Se si riuscisse a renderlo costante per tutte le componenti, equivarrebbe a ritardare semplicemente tutto il segnale senza deformazioni.

E' noto che la limitazione di banda comporta distorsioni lineari di fase; in conseguenza il ritardo di gruppo non è costante al variare della frequenza (v. fig. 1). La distorsione lineare di fase ha, in ogni caso, un doppio effetto sui segnali di crominanza:

1) se il ritardo di gruppo non è simmetrico per le due bande laterali dello spettro della subportante modulata, ne risulta una modulazione di fase per i segnali transitori. Questa modulazione indesiderata si traduce in una diafotia cromatica, se le due informazioni di colore sono trasmesse simultaneamente, mentre un tale inconveniente non può esistere in un sistema in cui i due segnali di crominanza vengono trasmessi sequenzialmente;

2) se il ritardo di gruppo delle componenti del canale di luminanza è diverso da quello delle componenti del canale di crominanza, viene meno la coincidenza fra i tempi delle informazioni di luminanza e di colore. La sovrapposizione di queste informazioni può essere ottenuta solo con l'uso di una linea di ritardo nel canale di luminanza del ricevitore, di modo che le due informazioni possano coincidere nello spazio sul piano di deviazione del cinescopio tricromico. Ciò si fa normalmente in tutti i ricevitori di TVC, perchè bisogna sempre compensare il maggior ritardo che si manifesta nei segnali di crominanza rispetto al segnale di luminanza. Occorre però sempre che questo ritardo sia costante e non dipenda dalla stazione che si riceve. Per questo motivo la tolleranza sul valore del ritardo di gruppo è molto più severa in TVC rispetto al caso della TV in bianco-nero.

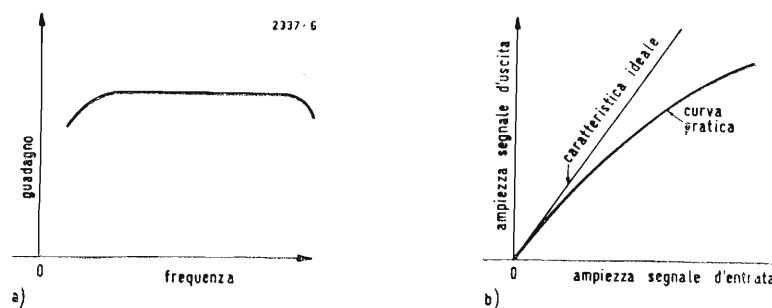



Fig. 2 - Nessun sistema di trasmissione è lineare nell'intera banda di frequenze, a motivo delle caratteristiche non rettilinee dei componenti del sistema.

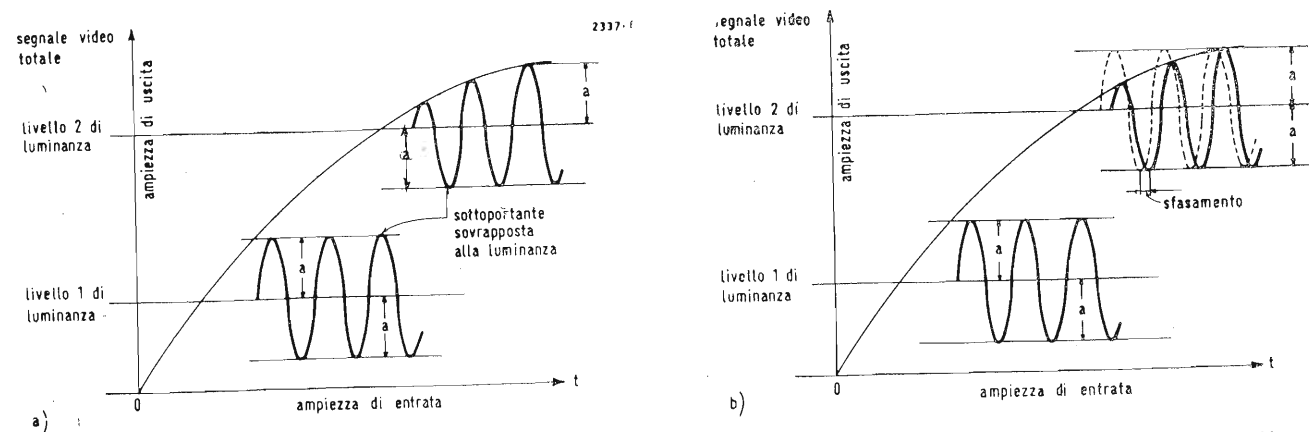



Fig. 3 - Quando il livello di luminanza varia in un sistema di trasmissione non lineare, l'ampiezza e la fase della subportante variano, il che comporta distorsioni di guadagno differenziale (a) e di fase differenziale (b).

Tabella 1

Guadagno differenziale		Qualità della riproduzione
NTSC PAL	SECAM	
±15%	±56%	eccellente
±17,5%	±60%	buona
±23%	±67%	mediocre

2 - DISTORSIONI NON LINEARI

Poichè le caratteristiche dei componenti attivi non sono rettilinee (tubi elettronici, dispositivi a semiconduttori ecc.), la curva di risposta del complesso dei circuiti non è mai lineare, per quanto essi siano elaborati (v. fig. 2). Ne conseguono nuove forme di distorsione note come guadagno differenziale e fase differenziale.

2.1 - Guadagno differenziale

Poichè nessuna apparecchiatura è perfettamente lineare, l'ampiezza nominale della subportante non rimane costante durante la sua trasmissione.
Le variazioni del livello di luminanza possono provocare variazioni dell'ampiezza del segnale di crominanza (v. fig. 3a). E' quanto dire che la subportante subisce modulazione da parte della luminanza. I sistemi di TVC, che impiegano la modulazione di ampiezza della subportante comportano perciò una diafotia fra luminanza e crominanza, che si traduce in una variazione della saturazione dei colori.
In questi sistemi si ammette normalmente la tolleranza del ±15% sul livello. Al contrario, il guadagno differenziale non può influenzare i sistemi a modulazione di frequenza (SÉCAM), che rende l'informazione di crominanza insensibile alle variazioni di ampiezza della sottoportante, sempre a condizione che queste variazioni non superino la soglia di insensibilità del limitatore, disposto prima del discriminatore del ricevitore.
Nel rapporto del gruppo ad hoc dell'U.E.R. (Union Européenne de Radiodiffusion) che ha eseguito lunghi lavori di confronto sui vari sistemi di TVC, si trovano le seguenti informazioni sul guadagno differenziale (v. tab. 1).

2.2 - Fase differenziale

Questo difetto, proprio dei circuiti di trasmissione, è noto come « fase differenziale », ma si dovrebbe più correttamente designare con l'espressione « variazione differenziale di fase » o « distorsione non lineare di fase ».
Lo sfasamento di simili circuiti varia con l'ampiezza del segnale che è loro applicato, e quindi anche con il livello del segnale di luminanza contenuto nel segnale globale (v. fig. 3b). La fase della subportante risulta modulata dal segnale di luminanza. Questa distorsione non lineare di fase si manifesta particolarmente negli stadi amplificatori nei quali le impedenze interne delle componenti attive variano con il punto di lavoro, specialmente quando esiste una controreazione. Le trasmissioni per ponte radio a modulazione di frequenza introducono anch'esse distorsioni di fase differenziale. Si ricorda che vi è una corrispondenza fra la caratteristica « ritardo-frequenza » dei circuiti di trasmissione del segnale modulato e la caratteristica « ritardo-ampiezza » dopo la demodulazione. Le distorsioni lineari di fase risultano così convertite in distorsioni non lineari di fase. E' quindi chiaro che coi sistemi dove l'angolo di fase della subportante è rappresentativo della tinta, quest'ultima sia soggetta a variare con il livello del segnale di luminanza quando esiste il fenomeno dell'errore di fase differenziale. Nel caso del Sécam, poichè la tinta è tradotta dalla frequenza, la fase differenziale non modifica il colore delle zone ampie dell'immagine e la sua azione dannosa è limitata ai transienti.

Tabella 2 - Valori limiti dello sfasamento

NTSC	≤ 10° (valore difficile da rispettare in pratica).
PAL	50°
SECAM	Non occorre in pratica fissare un limite, la qualità è sempre soddisfacente.

Faremo ora un esempio numerico (gli esempi numerici chiariscono sempre le idee) di questo tipo di distorsione, relativamente ai sistemi NTSC e SECAM.

Regime continuo
Sistema NTSC

Se vi è errore di fase differenziale, lo sfasamento fra il segnale di riferimento (il color burst) trasmesso all'inizio di ciascuna riga di scansione (cioè quando il livello di luminanza è uguale a zero) e la subportante all'istante della trasmissione di una riga (quando la luminanza è in generale diversa da zero) non è lo stesso.
Questo sfasamento fra il segnale di riferimento e la sottoportante introduce un errore nella riproduzione della tinta. Nel caso della riproduzione di una zona colorata, di grandi dimensioni si può considerare che il livello di luminanza non vari per una frazione notevole della durata di una riga di analisi. Le due subportanti in quadratura del sistema NTSC sono rappresentabili con due vettori sfasati fra loro di $\pi/2$ e ruotanti ciascuno con pulsazione ω rispetto ad un certo asse di riferimento (v. fig. 4). Come si conviene generalmente con queste rappresentazioni vettoriali, è più comodo ritenere che l'asse di riferimento ruoti in senso inverso e con la stessa velocità angolare ω, per cui l'asse stesso risulta fisso nello spazio e i due vettori subportanti possono essere rappresentati come in fig. 4b.
La prima subportante OX (in fase) è modulata dal segnale 0,493 (B'—Y'), la seconda sottoportante OZ (in quadratura) è modulata dal segnale 0,877 (R'—Y').
Allora la fase del vettore $\overline{OC}$ risultante dalla somma vettoriale delle due subportanti, rappresentativa del colore trasmesso è data da:

$$\alpha = \text{ar tg}\left(1{,}78\,\frac{R'-Y'}{B'-Y'}\right) \qquad (1);$$

la (1) risulta da:

$$\text{tg}\alpha = \frac{\overline{BC}}{\overline{OB}} = \frac{0{,}877\,(R'-Y')}{0{,}493\,(B'-Y')} = 1{,}78\,\frac{R'-Y'}{B'-Y'}.$$

Questa fase s'intende misurata rispetto al segnale di riferimento, cioè rispetto al « burst di colore ».
Se il sistema di trasmissione introduce uno sfasamento accidentale $\Delta\alpha$, tutto passa come se la fase del vettore OC divenisse $\alpha + \Delta\alpha$ e si capisce che la tinta riprodotta sia falsata. Per semplificare i calcoli, supponiamo che la tinta da riprodurre in un dato istante, sia tale che il vettore $\overline{OC}$ sia come in fig. 5, corrispondente a B'—Y' = 0 e a R'—Y' massimo, cioè $\overline{OC}$ = 0,877 x 0,70 = 0,61; la fase del vettore $\overline{OC}$ è +90° e la sua ampiezza è 0,61. Supponiamo che si verifichi un errore di fase di ±5°, il vettore $\overline{OC}$ ruota allora, avanti o indietro, e assumerà le posizioni estreme $\overline{OE}$ ed $\overline{OF}$. Data la piccolezza dell'angolo, si può confondere l'arco EF con la tangente nel punto C. La proiezione sull'asse Z del vettore $\overline{OF}$ vale 0,61 cos 5° ≅ 0,61, cioè è praticamente coincidente con il vettore $\overline{OC}$. La proiezione del vettore $\overline{OF}$ sull'asse X non è più uguale a zero, ma vale $\overline{OB} = \overline{CF} = \overline{OF}$ sen 5° = 0,61 · 0,87 = = 0,053; a questo valore corrisponde

$$B'-Y' = \frac{0{,}053}{0{,}493} = 0{,}107.$$

Poichè il valore massimo assunto da B'—Y' è uguale a 0,89, l'errore relativo è

$$\frac{0{,}107}{0{,}89} \cdot 100 = 12\% \qquad (2).$$

Dunque un errore di fase di soli ± 5° provoca un errore del 12% sulla componente B'—Y'.

Sistema PAL

Si ricorda che in questo sistema, l'er-

Fig. 4 - Nel sistema NTSC, gli assi X e Z ruotano ad una velocità α (v. a), ma per semplificare si suppone che essi siano fissi e che l'asse di riferimento sia mobile (v. b) e ruotante alla stessa velocità ω, ma in senso contrario.

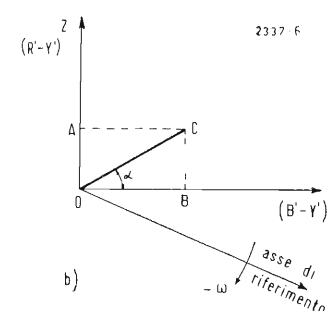
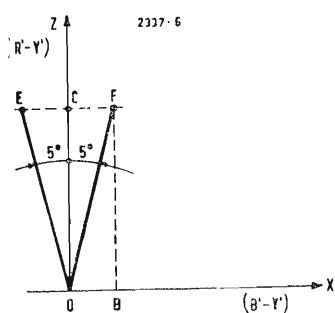



Fig. 5 - Un dato colore saturato per il quale B'—Y' = 0 è qui disegnato con il vettore $\overline{OC}$, ma soggetto ad uno sfasamento accidentale (5°), che sposta $\overline{OC}$ in $\overline{OE}$ o in $\overline{OF}$ secondo il senso di questo sfasamento.

Fig. 6 - In modulazione di frequenza il vettore rotante $\overline{OC}$ gira con una velocità angolare ω proporzionale al valore del segnale rappresentativo del colore, l'ampiezza non ha alcun significato colorimetrico.

rore di tinta dovuto alla fase differenziale è eliminato, ma al suo posto compare una leggera perdita di saturazione del colore, difetto molto meno disturbante.

Sistema SECAM

Ogni segnale differenza di colore viene trasmesso in modulazione di frequenza della subportante, per cui il vettore $\overline{OC}$ conserva ampiezza costante, ma ruota con velocità angolare ω proporzionale al valore del segnale da trasmettere (v. fig. 6).

Dimostreremo che uno sfasamento costante (caso di un'ampia zona colorata dell'immagine) non modifica questa velocità, alla quale è sensibile solo il discriminatore del ricevitore.

La fase del vettore $\overline{OC}$ può scriversi:

$\alpha = k\,(R'—Y')\,t$ (3),

dove k è il coefficiente di proporzionalità e t è il tempo. Si noti che k (R'—Y') è omogeneo con una pulsazione, poichè $\alpha = \omega t$; allora k (R'—Y') è proporzionale alla frequenza relativa al punto di colore analizzato.

Supponiamo anche in questo caso che vi sia un errore di fase $\Delta\alpha$ provocato in trasmissione; la fase diviene $\alpha' = \alpha + \Delta\alpha = k\,(R'—Y') \cdot t + \Delta\alpha$ (4).

Il discriminatore del ricevitore è sensibile solo alla frequenza istantanea, cioè alla velocità angolare del vettore, cioè:

$$\omega' = \frac{d\alpha'}{dt} = k\,(R'—Y') + \frac{d\Delta\alpha}{dt} \quad (5).$$

Ora, siamo in regime continuo (zona uniforme), per il quale $\Delta\alpha$ è costante, ossia $\frac{d\Delta\alpha}{dt} = 0$. Il sistema è cioè insensibile alla fase differenziale in regime continuo. Vediamo ora cosa accade in regime transitorio.

Regime transitorio

Sistema NTSC

L'errore nel colore è in ogni istante proporzionale all'errore di fase $\Delta\alpha$. In regime transitorio, l'errore varia sempre proporzionalmente allo sfasamento (si ricordino i calcoli sopra riportati).

Sistema PAL

I calcoli effettuati per il sistema NTSC restano validi in questo caso. In regime transitorio, l'errore si traduce in una desaturazione variabile con lo sfasamento.

Sistema SECAM

In regime transitorio, se per esempio, nel passaggio brusco da un livello di luminanza ad un altro, lo sfasamento accidentale $\Delta\alpha$ provocato dal sistema di trasmissione varia nel tempo, esso si manifesta come un errore nella velocità angolare ω del vettore $\overline{OC}$:

$$\Delta\omega = \frac{d\,(\Delta\alpha)}{dt}.$$

Questo errore esiste solo in regime transitorio e scompare tosto che la luminanza riprende un valore stabile. Calcoliamo questo errore per uno sfasamento di 5°. Chiamiamo dt il tempo di transito da un livello di luminanza ad un altro. Assumiamo come tempo di passaggio, quello corrispondente alla larghezza di banda assegnata alla crominanza (è in realtà inutile considerare tempi di variazione della luminanza inferiori a dt, perchè l'occhio non avverte il colore dei dettagli fini dell'immagine),

$$dt = \frac{1}{2 \cdot 1{,}5\ \text{MHz}} \cong 0{,}33\ \mu\text{sec}.$$

Ossia, la fase varia di 5° (equivalenti a 0,087 radianti) in 0,33 μsec, corrispondente alla velocità di variazione della fase di $\Delta\omega = \frac{d\,(\Delta\alpha)}{dt} =$

$$= \frac{0{,}087}{0{,}33} \cdot 10^6 \cong 2{,}64 \cdot 10^5\ \text{radianti/sec.}$$

Se si vuole valutare questo errore, bisogna confrontarlo al valore massimo dell'escursione di frequenza della subportante, raggiunto durante le punte di preaccentuazione, ossia ± 500 kHz.

La variazione angolare $\Delta\omega = 264.000$ radianti/sec corrisponde alla variazione di frequenza $\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} =$

$$= \frac{264.000}{6{,}28} = 42\ \text{kHz}.$$

Questo errore, che corrisponde ad alte frequenze di modulazione della subportante, viene ulteriormente ridotto dai dispositivi di disaccentuazione esistenti nel ricevitore. Si stima, basandosi su misure eseguite, che questa attenuazione è uguale almeno a due volte il valore trovato qui sopra. Si può dunque scrivere che in pratica $\Delta f = 21$ kHz al massimo, corrispondente all'errore relativo di

$$\frac{21 \cdot 10^3}{500 \cdot 10^3} = 4{,}2\%.$$

L'errore totale è dunque quasi 3 volte più piccolo che nel caso del sistema NTSC, ed inoltre questo errore scompare istantaneamente con la fine del periodo transitorio. E' chiaro che perciò esso passa inosservato in pratica. Nella tabella II sono riportati i limiti dello sfasamento fissati dall'U.E.R.

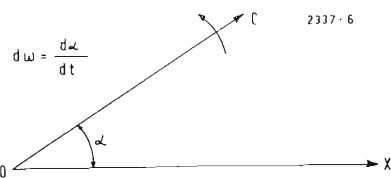
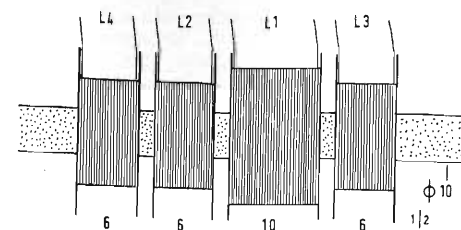



Fig. 2/0876

0876 - Sig. Gandolfo A. - Imperia

D. È richiesto lo schema di un apparecchio interfonico a transistori per comunicazioni a radio frequenza su linea elettrica.

R. In figura 1 è riportato lo schema di un interessante apparecchio interfonico il cui collegamento, a radio frequenza, si effettua tramite accoppiamento con la rete elettrica di alimentazione. La descrizione di tale apparecchio è stata pubblicata sulla rivista Haut-Parleur.

I due transistori usati AF126, AC125 e AC132 sono facilmente reperibili sul mercato italiano. Il valore di tutti i principali componenti è stato indicato direttamente sullo schema elettrico; per quanto concerne invece i trasformatori nel modello originale è stato usato per Tr_1, cioè il trasformatore driver, il modello francese TRSS9 della ditta AUDAX (utilizzando solo mezza sezione del secondario) e come trasformatore finale il tipo TRS20 sempre della AUDAX. Naturalmente essi possono essere sostituiti con altri modelli di costruzione italiana purchè siano adatti ai transistori impiegati.

L'altoparlante, che funge anche da microfono, è del tipo dinamico a magnete permanente con bobina mobile da 2,5 Ohm. La bobina d'impedenza *Ch* sarà scelta tra i tipi R100 NATIONAL o similari.

La fig. 2 indica come dovranno essere costruite le bobine che saranno avvolte su un nucleo di ferrite. Tramite l'uso di un piccolo tubo di cartone e dei cartoncini circolari si realizzeranno i quattro supporti delle bobine la cui larghezza sarà di dieci millimetri per la bobina I_1 e di sei millimetri per le bobine I_2, I_3 e I_4.

Il bastoncino di ferrite dovrà avere il diametro di dieci millimetri e la lunghezza di dieci centimetri. Si tratta cioè di un bastoncino di ferrite simile a quelli usati per costruire le antenne dei ricevitori a transistori.

Per l'avvolgimento delle bobine si userà del filo ricoperto in seta avente un diametro non inferiore ai 18/100 di mm. È consigliabile il tipo da 20/100. L'avvolgimento sarà effettuato a spire unite ed a strati successivi con il numero di spire che indichiamo qui di seguito:

I_1, *circuito accordato* = 400 spire; I_2, *circuito di base* = 80 spire; I_3, *circuito di collettore* = 80 spire; I_4, *circuito di accoppiamento alla rete elettrica* = 30 spire.

La bobina I_1 risulta accordata sulla frequenza di 150 kHz (onde lunghe), tramite un condensatore a mica C_1 da 470 pF ed un condensatore regolabile C_2 da 20 a 100 pF. Per regolare il circuito oscillatore è necessario portare il commutatore nella posizione « *Parola* » cercando la portante su un normale ricevitore per onde lunghe, sintonizzato su detta frequenza, ed accoppiato all'apparecchio interfonico tramite uno spezzone di filo.

Udita la portante, se essa è leggermente spostata, si agirà sul condensatore regolabile C_2 in modo da portarla nella posizione esatta. Qualora il circuito non entri in oscillazione è sufficiente invertire il senso delle connessioni relative alla bobina I_2 oppure alla bobina I_3.

È importante tenere presente che in tal caso l'inversione di dette connessioni deve essere effettuata esclusivamente su una sola di queste due bobine. Il senso di avvolgimento delle altre bobine non ha alcuna importanza agli effetti delle oscillazioni.

Qualora il circuito oscilli regolarmente ma la sua frequenza sia molto lontana dalla frequenza richiesta (generalmente risulta inferiore) è consigliabile togliere alcune spire alla bobina I_1 oppure diminuire leggermente la capacità del condensatore C_1.

Naturalmente tutti gli apparecchi interfonici, che dovranno essere collegati fra loro tramite la stessa rete elettrica, saranno accordati esattamente sulla stessa frequenza.

Successivamente si dovrà procedere alla re-

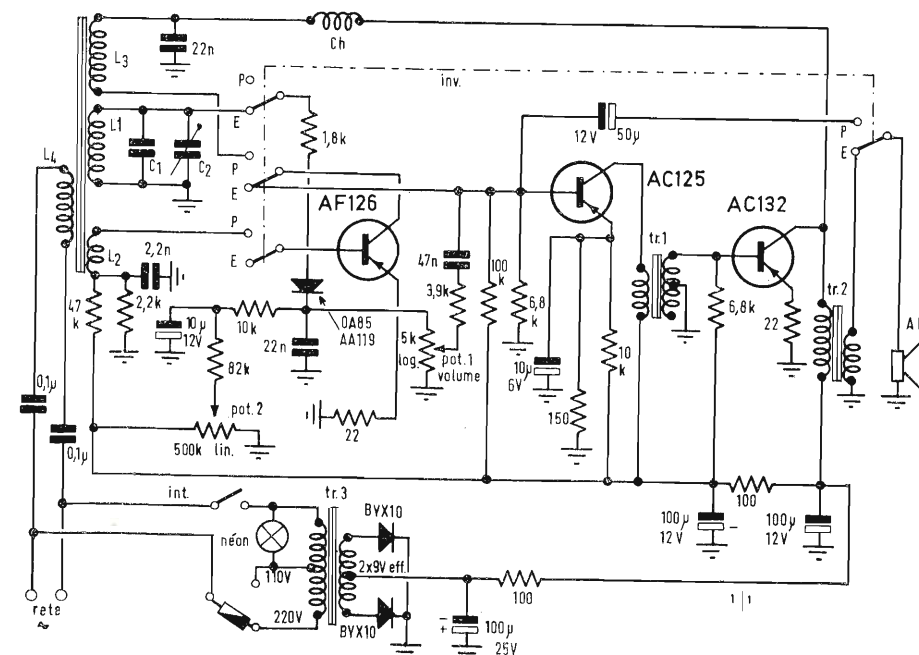



Fig. 1/0876

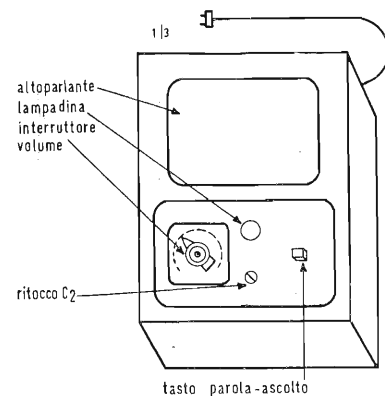



Fig. 3/0876

golazione del grado di accoppiamento, che dipende dalla distanza fra bobina e bobina, in modo da ottenere l'immediata entrata in oscillazione del circuito ogni qualvolta si prema il pulsante « *parola* » ed affinchè la massima energia possibile sia trasmessa verso la rete elettrica. Naturalmente queste operazioni di messa a punto si effettueranno una volta tanto dopo di che le bobine saranno fissate al nucleo tramite un buon collante. Il circuito di alimentazione non presenta difficoltà alcuna. Il trasformatore Tr_3 sarà scelto con primario a 110 e 220 V (oppure solo a 220 V.) e con secondario 2 × 9 V. efficaci. Nel modello originale sono stati utilizzati due diodi BXY ma ovviamente altri tipi possono essere usati.

Il potenziometro di volume è munito anche di interruttore di rete e praticamente non ha alcun effetto sulla modulazione.

Il commutatore « *Ascolto-Parola* » è del tipo a quattro sezioni e due posizioni. I diversi apparecchi interfonici che faranno parte del complesso saranno lasciati inseriti permanentemente in posizione di ascolto. Il loro consumo è veramente limitato e non superiore ai 4 VA.

La potenza di emissione, con modulazione di ampiezza, è di circa 30 mW. La potenza di uscita all'ascolto è dell'ordine di 50 mW., con un rapporto segnale/disturbo di circa 40 dB.

Nell'eseguire il montaggio si dovrà aver cura di collocare il trasformatore Tr_1 il più lontano possibile dal trasformatore di alimentazione Tr_3. Inoltre Tr_1 dovrà essere orientato in modo tale da ridurre al minimo possibile l'eventuale ronzio indotto da Tr_3. Tutto il complesso sarà fissato ad un contenitore in legno od in plastica avente le dimensioni massime di 15 × 15 × 10 centimetri, (fig. 3).

(*P. Soati*)

0877 - ***Sig. Pugliese G. - Perugia***

D. Chiede il significato di alcune abbreviazioni che sono riportate su un ricevitore in suo possesso e notizie su alcune pubblicazioni.

R. Nel volume *Le radiocomunicazioni* di P. Soati (prezzo L. 2.600) potrà trovare in parte la risposta alle sue richieste. Comunque cercheremo, nei limiti di spazio che ci sono consentiti, di chiarire i suoi dubbi.

LW = Long Wave = onde lunghe; *LF* = = Low frequency = frequenze basse: 150-285 kHz, 2000-1053 metri. - *MW* = Medium Wave = onde medie; *MF* = Medium frequency = frequenze medie: 525-1605 kHz, die, 571-187 metri. - *BC* = Broadcasting = Gamme di radiodiffusione; *SW* = Short Wave = onde corte, che sono suddivise nelle gamme indicate in tabella 1.

Di conseguenza quando in un ricevitore è indicato, ad esempio, 31 metri, oppure 9 MHz BC, s'intende che in quel tratto di gamma si possono udire le stazioni di radiodiffusione che trasmettono sulle frequenze comprese fra 9500 e 9775 kHz e così via.

(Nel caso da lei segnalto le abbreviazioni m. 31, m. 25, m. 19 indicano per l'appunto la gamma dei 31 metri, dei 25 metri, dei 19 metri ecc.).

La sigla *FM* sta a significare « *Frequency modulation* » cioè quella gamma in cui si debbono ricercare le stazioni che emettono i programmi a modulazione di frequenza.

In fig. 1 riportiamo una tabella che consente di passare immediatamente dal valore in megacicli a quello dei metri e viceversa (ogni megaciclo, o meglio ogni megaherz, corrisponde a 1000 kilocicli o chiloherz) e dai kiloherz ai metri.

L'uso di questa tabella può essere esteso tenendo presente che se si aumentano di uno zero i valori delle colonne di destra occorre diminuire di uno zero i valori delle colonne di sinistra e viceversa. Così in corrispondenza dei 30 MHz che equivalgono a 10 metri si potrà leggere anche il valore corrispondente a 300 MHz. Infatti togliendo uno zero a 10 so avrà l'indicazione di *un metro* che è la lunghezza corrispondente.

Tenga presente che la lunghezza d'onda delle onde elettromagnetiche che per le onde lunghe, medie e corte è espressa in metri, è determinata dal rapporto tra la *velocità di propagazione* (*V*), espresso in m./s. (metri al secondo), e la *frequenza* espresso in Herz (*f*) o cicli al secondo; secondo l'espressione: $\lambda = V/f$.

Essendo la velocità delle onde e.m., di 300.000.000 m./s. cioè 300.000 km./s. la lunghezza d'onda di una stazione che trasmetta sulla frequenza di 500 kHz (cioè di 500.000 Hz) sarà di:

$$\frac{300.000.000}{500.000} = \frac{300.000}{500} = 600 \text{ metri.}$$

In commercio vi sono apparecchi radioriceventi per onde medie e per la modulazione di frequenza che consentono di ricevere anche l'audio (cioè il suono e non il fono, come lei afferma) delle stazioni televisive.

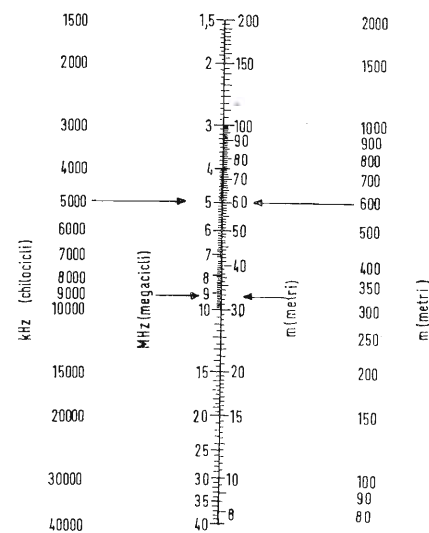
(*P. Soati*)

Fig. 1/0877

Tabella 1

Qualifica della banda in MHz	Qualifica della banda in metri	Larghezza della gamma in kHz
2	150	2300- 2495 (tropicale)
3	100	3200- 3400 (tropicale)
5	60	4750- 5060 (tropicale)
4	75	3950- 4000
6	49	5960- 6200
7	41	7100- 7300
9	31	9500- 9775
11	25	11700-11075
15	19	15100-15450
17	16	17700-17900
21	13	21450-21745
25	11	25600-26100

SCHEMA ELETTRICO TELEVISORE A COLORI da 11"

(descritto a pag. 422)

ːdie: 525-1605 kHz,
C = Broadcasting =
sione; *SW* = Short
ː sono suddivise nelle
ella 1.
in un ricevitore è in-
metri, oppure 9 MHz
el tratto di gamma si
ɔni di radiodiffusione
ːequenze comprese fra
ːosì via.
alto le abbreviazioni
ɪdicano per l'appunto
i, dei 25 metri, dei 19

ificare « *Frequency mo-*
gamma in cui si deb-
zioni che emettono i
zione di frequenza.
ıa tabella che consente
ımente dal valore in
metri e viceversa (ogni
ogni megaherz, corri-
ı o chiloherz) e dai kilo-

la può essere esteso te-
si aumentano di uno ze-
ıe di destra occorre di-
valori delle colonne di
Così in corrispondenza
ivalgono a 10 metri si
l valore corrispondente
ːogliendo uno zero a 10
: di *un metro* che è la
lente.
ı lunghezza d'onda delle
:he che per le onde lun-
è espressa in metri, è
ːporto tra la *velocità di*
presso in m./s. (metri al
nza espresso in Herz (*f*)
secondo l'espressione:

à delle onde e.m., di
cioè 300.000 km./s. la
ıi una stazione che tra-
nza di 500 kHz (cioè di
ː:

).000
——— = 600 metri.
500

ɔno apparecchi radioirice-
die e per la modulazione
ɔnsentono di ricevere an-
suono e non il fono, come
ːtazioni televisive.

(*P. Soati*)

hezza della gamma in kHz	
- 2495	(tropicale)
- 3400	(tropicale)
- 5060	(tropicale)
- 4000	
- 6200	
- 7300	
- 9775	
-11075	
-15450	
-17900	
-21745	
-26100	

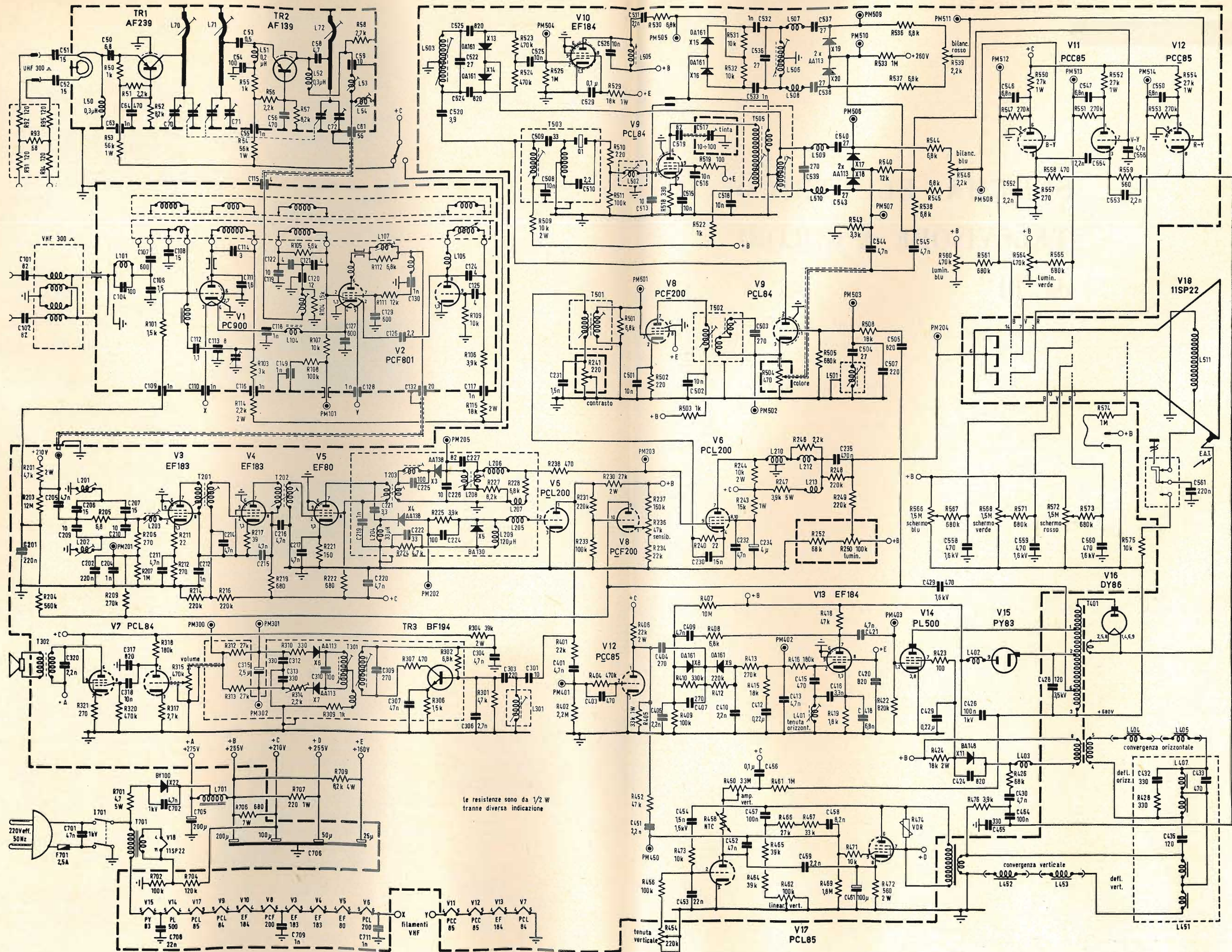



Fig. 2 - Schema elettrico del ricevitore di TV a colori da 11" (descritto a pag. 422).

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTÀ REGISTRATORI

Costruzioni Radioelettriche Augusta
Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

MAGNETOFONI CASTELLI - S.P.A.
S. Pedrino di Vignate
(Milano) - Tel. 956.041

Ortophonic di SASSONE
Via Benedetto Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuzione impianti.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

PRODEL - Milano
Via Piezzo, 16
Tel. 298.618 - 230.930

PADOVA
Via G. Filangeri, 18 - Telefono 20838

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: **MILANO**
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilim. e Amm.ne: **REGGIO EMILIA**
Via G. Notari - S. Maurizio

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via Del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovalige

M. C. E. - Milano
montaggio complessi elettromeccanici
Via Labeone, 22 - Tel. 716.427

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
Stabilm. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
Via G. Notari - S. Maurizio

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

ANTENNE

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI
20162 MILANO
Via C. Achillini 2
Tel. 64.35.641
(5 linee con ricerca autom.)
Consulenza Tecnica
Progettazione
Assistenza
Manutenzione

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

EKOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43
Telefono 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA S.a.S. di L. Mondrioli & C.
Milano - Viale E. Forlanini, 54
Tel. 73.83.740 - 73.83.750

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26
Telefono 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Samber's
Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

WUNDERSEN
Via Madonna dello Schioppo, 38
CESENA (Forlì)

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.

Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 a - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

TRA LE ULTIME NOVITA' DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA

TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

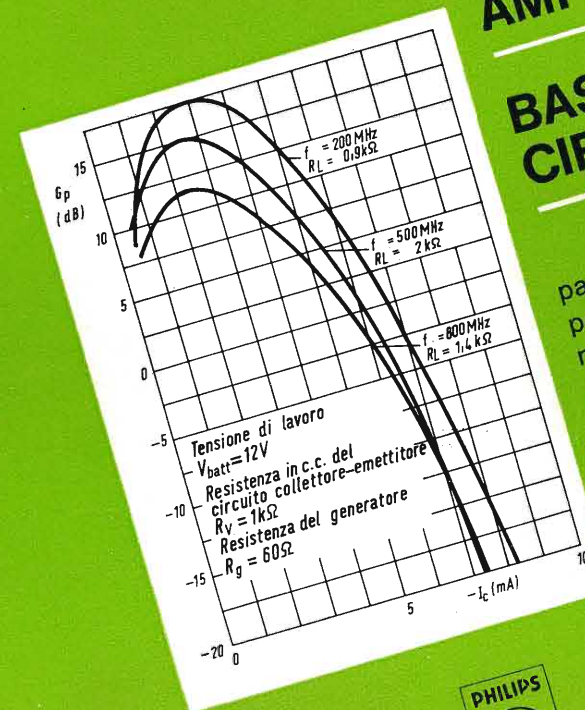
E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettronica.
Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.
Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

Volume di pagg. 408, formato 17 x 24 cm, rilegato in tela Lire 6.000

ELEVATA
AMPLIFICAZIONE

BASSA
CIFRA DI RUMORE

particolarmente adatto
per impieghi
nelle bande VHF e UHF

Amplificazione di potenza a 800 MHz = 11,5 dB
Cifra di rumore a 800 MHz con R_g = 60 Ω = 7 dB
Frequenza di taglio per $|\beta| = 1 > 500$ MHz

PHILIPS S.p.A.
Reparto Elettronica
Milano - P.zza IV Novembre, 3
Tel. 69.94 (int. 194)